

N° 6 — SEPTEMBRE

1950 ANNÉE DE LA TÉLÉVISION

PRIX : 90 FR

TELEVISION

DIRECTEUR : E. AISBERG

MAGAZINE MENSUEL THÉORIQUE ET PRATIQUE

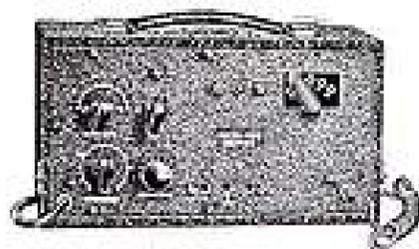
SOMMAIRE

- **Cryptovision**, par E. A.
- **Récepteur pour ondes métriques**, par A.V. J. Martin.
- **Une base de temps économique**, par R. Aschen.
- **Amplification V. F. en haute définition**, par H. Giffoux.
- **La pratique de la séparatrice**, par R. Gondry.
- **Aurons-nous la stratovision ?** par R. Besson.
- **Abaque pour le calcul de la correction compensée.**
- **Le Bireflex**, par M. Duchaussoy.
- **Séparation des signaux de synchronisation**, par R. Thomas.
- **Mire électronique pour haute définition**, par P. Roques.
- **La télévision ?.. Mais c'est très simple**, par E. Aisberg.
- **Télévision Service**, par M. Barn.

← Ci-contre : Ensemble universel de déviation - concentration ARENA pour tous tubes et toutes linéatures, et, au-dessous, boîte d'alimentation T. H.T. par retour de lignes.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

MICRO-MIRE "ONDYNE"



Ses caractéristiques :

SORTIE H.F. 40 à 50 Mcs
SORTIES VIDÉO + ET -
ALIMENTATION 110 à
240 v alt.

Ses utilisations :

SYNCHRONISATION ● CADRAGE ● CONTROLE DE
LINEARITE ● REGLAGE H.F. SON ET IMAGE ● SEPARATION
IMAGE SYNCHRO

DOCUMENTATION ET PRIX SUR DEMANDE

SIDER 41 bis, rue EMERIAU, PARIS XV - Tél. LEC. 82-30

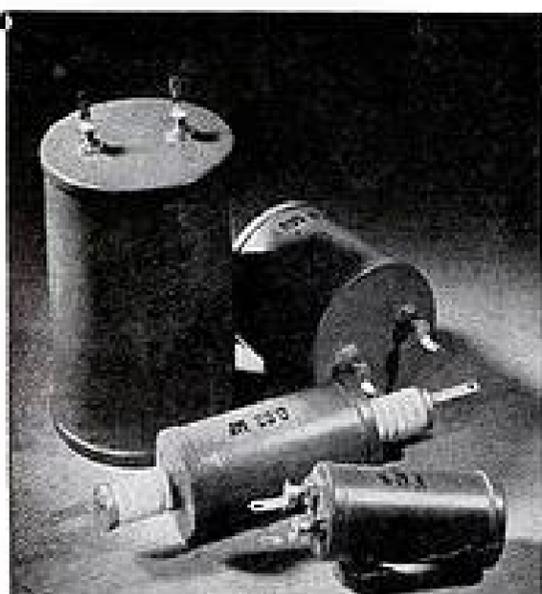
PUBL. ROPY

ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.

Fondée en 1919

**COURS SUR PLACE, LE JOUR, LE SOIR
ET PAR CORRESPONDANCE**

12, rue de la Lune - PARIS



Voici la nouvelle fabrication

SAFCO - TRÉVOUX

en condensateurs spéciaux pour radar et télévision.
Cette série, baptisée R.C. et T.F., se fait en toutes va-
leurs pour toutes tensions, et sous trois présentations
différentes : tube céramique, tube métal, tube bakélite.



SAFCO

TRÉVOUX

BOULEVARD DE LA REPUBLIQUE
92 400000 ST DENIS

BOULEVARD DE LA REPUBLIQUE
TÉLÉPHONE : 0401 99-25

USINES A PARIS - SAINT DENIS - TRÉVOUX

CONDENSATEURS AU MICA

SPÉCIALEMENT TRAITÉS POUR HF
Procédés "Micargent"

Condensateur
"MINIATURE"
(jusqu'à 1.000 pF, 1.500 V.)
au mica



Grandeur nature



André SERF

127, Fg du Temple - PARIS-10^e

NORD. 10-17

PUBL. ROPY



l'Édition

1950

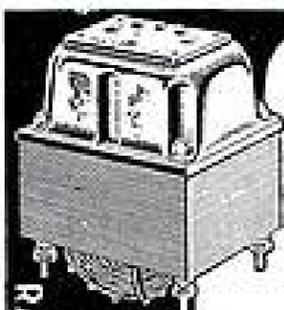
est

parue

PRIX : 750 FRANCS

HORIZONS DE FRANCE
ÉDITEURS

39, Rue du Général-Foy - PARIS (8^e)
C. C. P. PARIS 769-32 - Tél. : LAB. 76-35



TRANSFOS D'ALIMENTATION
Entièrement conformes aux règles
de l'U.T.E.

SELS INDUCTANCE
Modèles spéciaux français
SURVOLTEURS - DEVOLTEURS

— Branche Professionnelle : —
TOUS LES TRANSFOS, SELS EN B.F.
Pour : Émission, Réception,
Télévision, Sonorisation

TRANSFOS H^{TE} ET B^{TE} TENSION
Toutes applications industrielles
LES PLUS HAUTES RÉFÉRENCES

TOUS LES

TRANSFORMATEURS

RADIO ET
INDUSTRIE

ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C^{IE}

5, Rue JEAN MACÉ - Suresnes (SEINE) Tél: LON 14-47, 48 & 50

Dépt Exportation : SIEMAR, 62, rue de Rome, PARIS-8^e - Tél. : FEUR. 00-74

TELEVISION

REVUE MENSUELLE FONDÉE EN 1939

DIRECTEUR : E. AISBERG

Rédacteur en Chef : A. V. J. MARTIN

PRIX DU NUMÉRO : 90 FR.

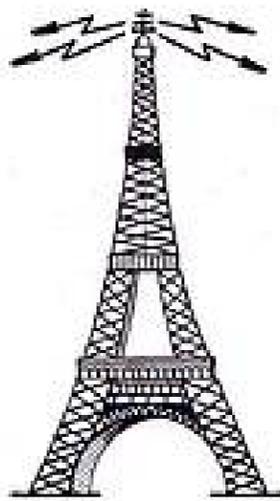
ABONNEMENT D'UN AN

(10 numéros)

● FRANCE..... 750 FR.

● ÉTRANGER..... 950 FR.

Changement d'adresse (joindre, si possible, l'adresse imprimée sur nos pochettes)..... 20 FR.



Les articles publiés n'engagent que la responsabilité de leurs auteurs.

Les manuscrits non insérés ne sont pas rendus.

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays.

Copyright by Éditions Radio, Paris 1959.

★

Règle exclusive de la publicité :

Paul RODET, Publicité ROPY

143, Avenue Émile-Zola, PARIS-XV^e

Téléphone : SEgur 37-52

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS-VI^e

ODéon 13-65 C. Ch. P. 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS-VI^e

Téléphone : LITré 43-83 et 84

CRYPTOVISION

ASSOCIÉS ou concurrents? Telle est la question que se posent le cinéma et la télévision.

Dire que les gens que le film fait vivre voient l'avènement de la télévision d'un bon œil, serait trahir la vérité. A tort ou à raison, ils supposent que la possibilité de voir des images chez soi éloignera des salles de cinéma leur clientèle habituelle. On pourrait certes objecter que la possibilité de boire les apéritifs chez soi — et à meilleur compte — n'a pas mené à la faillite les quelque 500.000 débits de boissons que compte la France métropolitaine... Mais, en fait, l'avenir seul pourra répondre à la question.

En attendant, les hostilités entre le cinéma et la télévision sont ouvertes dans les pays anglo-saxons. Aucun film de production courante ne peut y être projeté par télévision. Cependant, en France, nous n'en sommes même pas au stade de la « guerre froide ». Tout en se méfiant de la télévision, les producteurs de cinéma lui laissent la possibilité de projeter des films datant de plus de 5 ans. Cette situation privilégiée demeurera-t-elle lorsque la télévision aura atteint le même développement qu'en Angleterre et aux États-Unis?...

ON craignait naguère que la radio ne portât un coup mortel au théâtre. Or, celui-ci se porte mieux que jamais. Et l'expérience prouve quelle efficace publicité constituent les transmissions des représentations théâtrales. Ne pourrait-on concevoir semblable coopération entre la télévision et le cinéma?

Depuis l'antiquité, la perception d'un spectacle était toujours un acte collectif. L'ambiance de la foule en constitue un élément psychologique essentiel. Non seulement au théâtre (où la salle exerce une action certaine sur le jeu des acteurs), mais même au cinéma, on ne perçoit pas de la même façon le même spectacle quand la salle est presque vide ou quand elle

est pleine. C'est dire que la disparition progressive des cinémas nous paraît peu probable.

PEUT-ÊTRE même, un jour, la télévision offrira-t-elle au cinéma le moyen d'élargir sa portée et d'augmenter la rentabilité des films en étendant leur diffusion à des téléspectateurs qui ne dirigeaient que fort rarement leurs pas vers les salles obscures.

En effet, un projet, vieux de plusieurs années, vient d'être industriellement réalisé aux États-Unis. Il s'agit de transmissions « chiffrées » de télévision, qui ne peuvent être correctement vues que par ceux qui reçoivent, ne serait-ce que par ligne téléphonique, un signal auxiliaire permettant le déchiffrage.

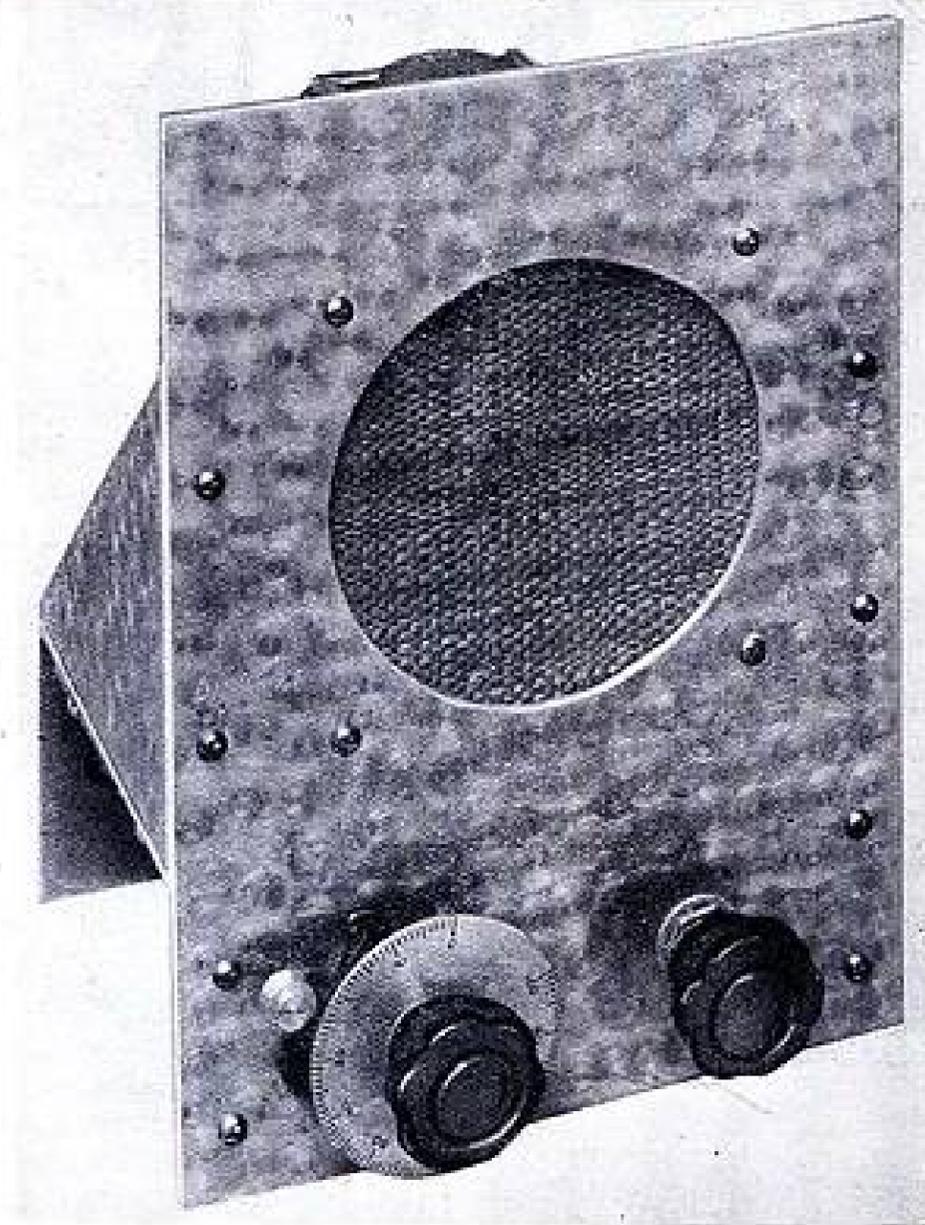
Pratiquement, le brouillage artificiel de l'émission est obtenu en déphasant, à certains instants, le signal vidéo par rapport aux tops de synchronisation. Il en résulte, sur l'écran du récepteur, une multiplication des images extrêmement pénible à l'œil. Pour rétablir l'image non déformée, un signal de fréquence peu élevée est reçu par ligne téléphonique. Il agit sur la phase du signal vidéo en la remettant en place. Bien entendu, les récepteurs doivent être spécialement conçus pour cette « cryptotélévision » ou « cryptovision » (nous soumettons ce néologisme au jugement de nos lecteurs).

Une taxe dépendant de la qualité et de la durée du spectacle cryptovisé serait réglée par les téléspectateurs qui voudraient en jouir. De cette manière, un nouveau film pourrait être diffusé de la manière la plus profitable pour le producteur.

Amis ou ennemis?... Peut-être, — n'est-ce d'ailleurs pas le sujet de tant de films? — après de multiples querelles, assisterons-nous à un beau mariage.

E. A.

RÉCEPTEUR



POUR ONDES MÉTRIQUES

De nombreux lecteurs nous ont écrit pour nous demander le schéma d'un petit récepteur d'essais simple et économique; si nous avons tardé à leur répondre, c'est que, suivant en cela la ligne de conduite bien arrêtée que nous nous sommes tracée dans cette revue, nous avons entièrement construit et essayé notre prototype avant de le présenter.

S'il est facile, en effet, de décrire "sur le papier" un quelconque veau à cinq pattes ou à huit H.F., il l'est beaucoup moins de le faire marcher, fer à souder en main; et lorsque de tels fruits de l'imagination sont parés du nom de "réalisation" la chose à tout le moins manque d'honnêteté à l'égard du lecteur.

Nous nous sommes donc imposé cette règle immuable de ne décrire que des réalisations... réalisées, soit par nous-même, soit par nos collaborateurs, et dont nous avons dûment vérifié le fonctionnement.

Généralement, d'ailleurs, nous prenons soin d'authentifier la chose par les photographies qui illustrent l'article.

Ce préambule, un peu long, n'était pas inutile, ne serait-ce que pour répéter aux techniciens échaudés ailleurs qu'ils peuvent entreprendre en toute confiance la réalisation des maquettes que nous décrivons; le courrier que nous recevons en témoigne...

Fidèles donc à nos principes, même pour une réalisation a priori aussi simple que celle d'un deux lampes à réaction, nous avons mis en chantier le petit récepteur qui fait l'objet de cette description.

Bien nous en a pris, car certains détails du schéma ou du montage se sont révélés importants, ainsi qu'on le verra plus loin.

Possibilités

Le récepteur simple d'essai ne comprend que deux lampes: une détectrice à réaction, et une B.F. de puissance. Il permet cependant de faire beaucoup de choses intéressantes.

La gamme couverte s'étend de 5 à 11 mètres sensiblement. Outre le son et la vision télévision, on peut donc recevoir les bandes d'amateurs 56 et 28 MHz, et les diverses émissions sur ondes métriques.

Nous nous cantonnerons ici dans le domaine de la télévision. Le récepteur constitue un excellent petit récepteur son lorsqu'on le règle sur 42 MHz; sur 46 MHz, on reçoit le roufflement caractéristique de la vision, qui s'étend sur 3,5 MHz environ de part et d'autre.

Avec un peu d'habitude, il est aisé de faire des comparaisons auditives suffisamment instructives; cela permet, par exemple, d'avoir une bonne idée des conditions de réception dans un lieu déterminé, sans avoir à déplacer un téléviseur lourd, encombrant et fragile.

On peut aussi comparer diverses antennes entre elles, et choisir celle qui convient le mieux à la situation géographique.

En fait, on peut régler toute la question de l'antenne, si importante, avant d'installer le récepteur de télévision, qui fonctionnera alors au premier coup d'une façon satisfaisante.

L'amateur éloigné qui hésite à se lancer

dans la construction d'un téléviseur pourra procéder aux essais préliminaires à l'aide de ce récepteur, et améliorer son antenne jusqu'à obtention de résultats satisfaisants.

Grosso modo, on peut dire que les résultats auditifs avec le récepteur d'essai cor-

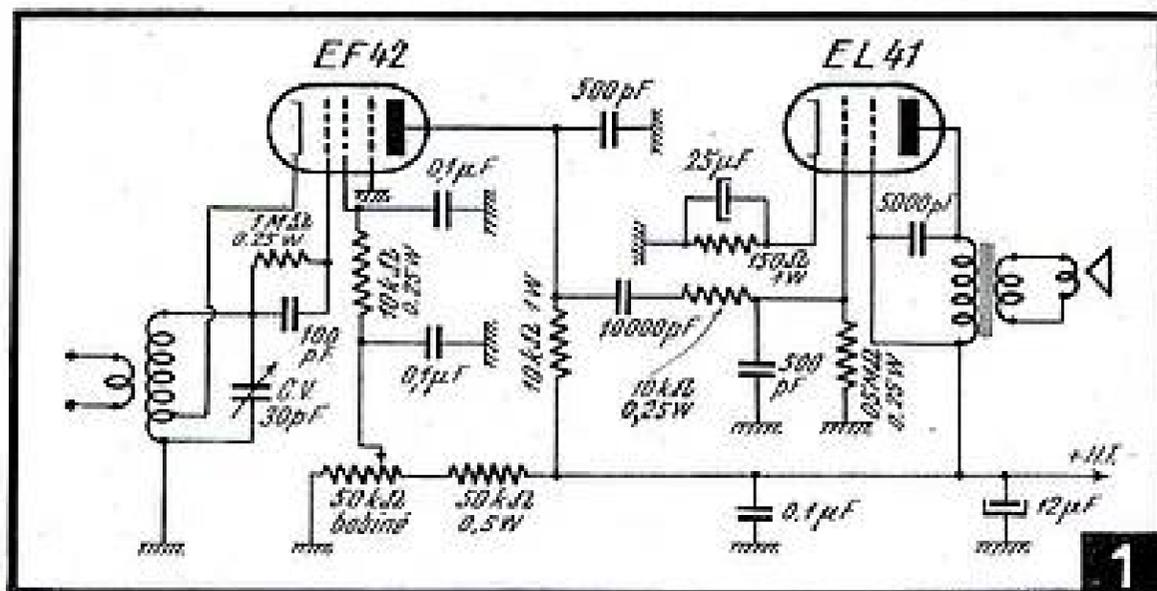
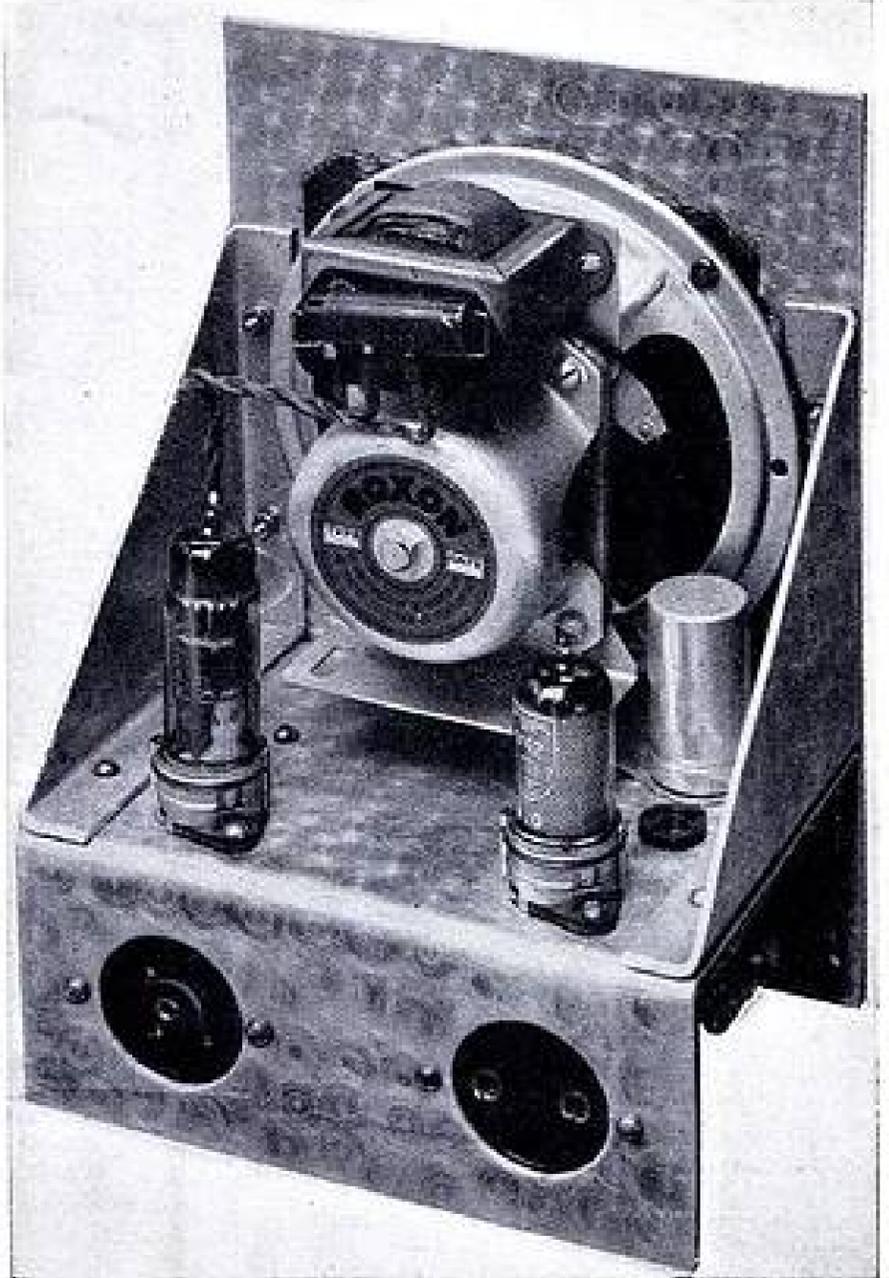
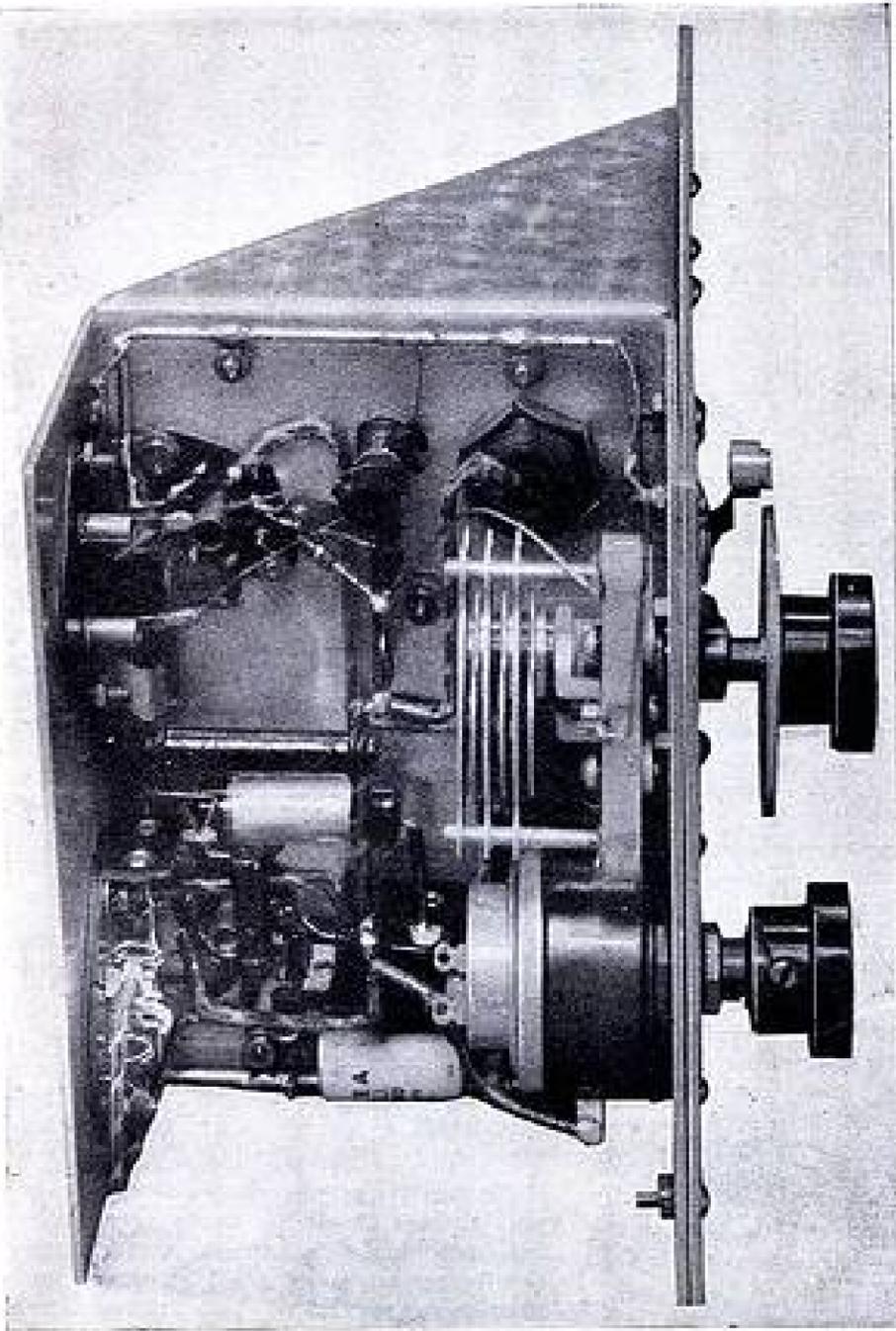


Fig. 1. — Schéma de principe général du récepteur.

Ci-dessous : aspect du câblage terminé



Cette vue de l'arrière du récepteur montre clairement en évidence la disposition des principaux éléments sur le châssis.

respondent aux résultats visuels avec un récepteur de télévision à trois étages H.F.

Schéma

Le schéma général de principe est donné figure 1. On voit que le récepteur n'est pas compliqué. Il emploie une EF42 en détectrice à réaction E.C.O. que suit une EL41 amplificatrice B.F. de puissance.

L'alimentation n'est pas incluse; elle est fournie par un petit bloc séparé ou empruntée à un autre appareil.

La descente d'antenne est reliée au primaire du bobinage. Dans le cas d'une descente symétrique (ruban, câble bifilaire, torsadé, etc), on peut relier à la masse le point milieu du primaire.

Dans le cas d'une descente dissymétrique en câble coaxial, on peut relier à la masse l'extrémité du primaire correspondant au conducteur extérieur du câble.

L'emploi d'une lampe à forte pente en détectrice assure une bonne sensibilité. On peut, cependant, la remplacer par une

EF41 ou EF40 en modifiant éventuellement le câblage du support.

Le montage adopté pour l'écran, dont la tension règle la réaction, assure une réaction douce et "sans jeu". Entendez par là que le décrochage se produit au même point que l'accrochage, ce qui est important pour la facilité d'emploi, et que la réaction ne "grogne" pas.

La H.F. résiduelle sur l'anode de la EF42 est soigneusement éliminée de la B.F. que l'on applique à la grille de la EL 41.

La lampe de sortie attaque un petit haut-parleur de 12 centimètres à aimant permanent.

Réalisation

Le bobinage est fait sur mandrin *Oméga*. Il comprend : pour la partie accordée, six spires de fil 20/100 deux couches soie; pour le primaire, deux spires du même fil bobinées par dessus le secondaire du côté de la masse.

La prise de cathode est faite au tiers du secondaire, soit à deux spires de la masse.

La réalisation mécanique est suffisamment indiquée par les dessins, et la disposition des éléments est apparente sur les photographies. Toutes les pièces mécaniques sont faites en aluminium de 20/10.

Les commandes accessibles sur le panneau avant sont, naturellement, la commande de réaction et la commande d'accord qui porte un cadran gradué aux fins de repérage ou éventuellement d'étalonnage.

Quatre pièces mécaniques sont assemblées pour former l'ensemble (fig. 2). Ce sont : la platine avant *A*, le châssis proprement dit *B*, et les deux joues de renforcement *C*. Les dimensions sont indiquées sur le dessin, de même que la manière d'assembler, bien visible, au reste, sur les photographies.

Les quatre pièces seront avantageusement bouchonnées pour améliorer la présentation.

Fonctionnement

Le fonctionnement est celui, bien connu, de la détectrice à réaction ordinaire.

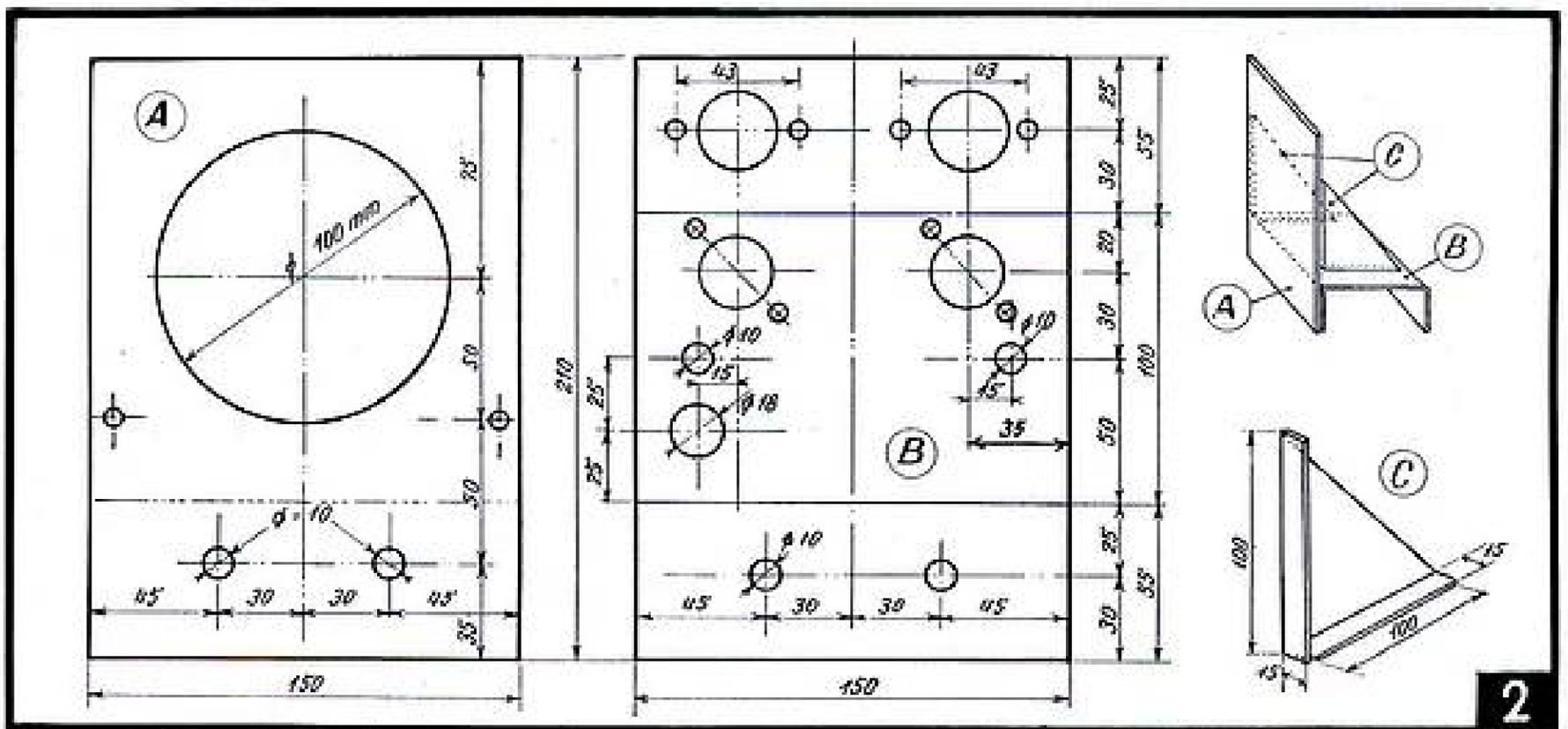


Fig. 2. — Les dessins ci-dessus illustrent clairement la réalisation mécanique de l'ensemble.

Le condensateur variable règle l'accord, et le potentiomètre d'écran le degré de réaction.

Le maximum de sensibilité est obtenu en réglant la réaction juste avant le point d'accrochage. Ce réglage dépend de l'accord.

Au cas où l'on veut écouter de la télégraphie en ondes entretenues pures, il faut se régler juste au-delà du point de réaction.

Une possibilité intéressante est celle de recevoir la télévision à haute définition sur 174,1 et 185,25 MHz. La connexion qui relie le condensateur variable à la grille devrait être aussi courte et directe que possible, et on remplacera le bobinage accordé par une boucle d'une seule spire du même fil, de deux centimètres de diamètre environ, soudée directement aux bornes du condensateur.

On trouvera l'accord pour une valeur assez faible de la capacité, c'est-à-dire dans les premières divisions du cadran.

La cathode sera réunie à la boucle du circuit accordé à un centimètre environ de la masse; on pourra déplacer cette prise pour obtenir un accrochage sans trous sur toute l'étendue de la gamme.

L'antenne sera, par exemple, un simple quart d'onde relié au circuit accordé à travers un condensateur ajustable de quelques picofarads. Ce condensateur (fig. 3) sera soudé sur la boucle du circuit accordé, à hauteur de la prise de cathode. On règle-

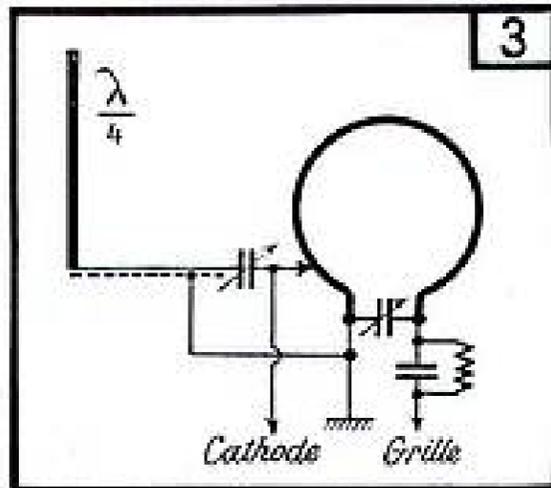


Fig. 3. — Montage pour la haute définition.

ra la valeur de la capacité pour obtenir un accrochage doux et sans jeu sur la gamme couverte.

Le câble coaxial qui relie l'antenne à l'ajustable devrait avoir une impédance de l'ordre de 40 ohms. Le conducteur extérieur sera soudé à la même masse que le condensateur variable et la boucle du circuit oscillant.

Dans l'agglomération parisienne et la banlieue, de bons résultats ont été obtenus (son en bon haut-parleur) avec un simple bout de fil de quarante centimètres, directement relié à la cathode.

Nous n'avons pas procédé à des essais plus poussés, faute de temps, mais il est vraisemblable que des résultats encourageants seront constatés à distance beaucoup plus grande, et nous remercions à l'avance les réalisateurs éventuels qui voudront bien nous communiquer leurs observations.

A.V.J. MARTIN

La maquette photographiée a été réalisée par les élèves de l'École de Télévision O.R.T. à Montreuil.

Sous le titre « Le pont de la télévision Paris-Berlin », l'ingénieur Otto Kappelmeyer, de retour de Paris, a publié dans le journal berlinois *Der Kurier*, un article dont voici quelques extraits qui se passent de commentaires:

« En Allemagne, nous avons les meilleures raisons du monde de nous tenir informés de l'état de la télévision en France, et de l'énorme travail qui y est poursuivi. Nous avons pu constater, à Paris, que la norme française de 819 lignes résout parfaitement le problème technique, tandis que la norme allemande de 625 lignes, si elle offre en vérité de

moindres difficultés techniques, ne donne pas un aussi bon résultat... »

« ...Il nous est indifférent d'équiper la télévision allemande à 625 ou à 819 lignes, mais nous voulons exporter, et cela est un point très important. Il est alors absolument indispensable de choisir la plus haute définition, attendu que l'on peut très bien utiliser sur 625 lignes (ou moins) un récepteur conçu pour 819 lignes, mais que l'inverse n'est pas possible... »

« Une fois l'Allemagne rangée à la norme française, celle-ci se répandra à travers toute l'Europe, et cela serait à désirer car, abstraction faite de l'Angleterre, les pays d'Europe ne peuvent payer seuls

des programmes de télévision, et, par conséquent, on ne peut envisager la télévision européenne que sous la forme d'un échange de programmes, ce qui présuppose une norme uniforme. »

« Cette norme uniforme réalisée, nous pourrions alors nous attendre à ce que, dans deux ans, de France et d'Allemagne, les pays européens, Italie, Suisse, Hollande, et certainement aussi les pays nordiques soient servis par un programme de télévision européen... »

(Aimablement communiqué par le Commissariat Général aux Affaires Allemandes, Service des Affaires Culturelles.)

★ Economie !

Economie !

BASE DE TEMPS

à faible consommation

Nous avons décrit, dans le N° 4, une base de temps fonctionnant sous une faible tension d'alimentation et consommant peu d'énergie.

Nous décrirons, aujourd'hui, l'étage de puissance d'une autre base de temps à lignes n, fonctionnant sous 250 volts, mais consommant peu de courant. Le montage n'est plus le même, car, au lieu de récupérer de la tension, nous récupérerons, aujourd'hui, du courant. La consommation de la base de temps ne dépasse pas 25 watts, ce qui est très intéressant dans un récepteur alimenté par transformateur.

Comment peut-on obtenir un tel rendement? Tout simplement en emmagasinant l'énergie magnétique $LI^2/2$ pendant une partie du balayage, et en récupérant ensuite cette énergie pour assurer l'autre partie du balayage.

Fonctionnement

Le schéma de la figure 1 facilitera la compréhension du fonctionnement. Pendant le cycle a — b, c'est le tube de puissance P qui dévie le spot et qui fournit une certaine puissance récupérable, appelée puissance magnétique.

Au point b, le spot doit revenir à l'autre extrémité de l'écran, et la rupture brusque du courant traversant le tube de puissance provoque une tension de sens contraire aux bornes du système de déviation; cette tension négative se trouve appliquée à la cathode d'une diode. Celle-ci devient donc conductrice et laisse passer un courant de sens contraire dans le système de déviation.

Il en résulte un déplacement du spot suivant le cycle c — a, et ce travail est fourni par la libération de l'énergie qui a été emmagasinée pendant le cycle a — b.

En résumé, nous constatons que le tube de puissance P fournit une certaine énergie pendant le cycle a — b et cette énergie $LI^2/2$ sera récupérée pendant le cycle c — a à l'aide d'une diode fonctionnant avec une tension inverse provenant de l'extracourant.

Un cycle est donc dû au tube P qui dépense des watts dissipés, mais l'autre cycle est dû à l'énergie magnétique que l'on libère à l'aide du tube D, appelé diode de récupération ou diode d'efficiency.

Dans le précédent article, nous avons étudié la récupération de tension; aujourd'hui, il s'agit de récupération de courant.

Une alimentation de 250 volts est suffisante; elle permet d'obtenir, en même temps, la tension de 7.000 volts, à l'aide d'un doubleur alimenté également par la tension due à la coupure du courant traversant le tube de puissance.

Le schéma complet de la figure 2 nous montre le fonctionnement du système doubleur de tension, similaire à celui publié dans le dernier numéro.

La bobine de déviation est à haute impédance, ce qui supprime le transformateur de couplage, d'où prix de revient plus bas.

La bobine d'arrêt S bloque la composante alternative mais induit, dans les enroulements secondaires, un courant de chauffage destiné à la diode et aux valves doubles. On récupère encore une fois une partie de l'énergie magnétique

emmagasinée et on l'utilise pour chauffer les filaments de trois tubes.

La construction de la bobine d'arrêt est donnée figure 3.

Etude du circuit

Nous ne parlerons pas de l'oscillateur bloqué, que tous nos lecteurs connaissent, mais seulement du tube de puissance avec son système de déviation et son système d'alimentation à 7.000 volts.

Le bloc de déviation est du type à haute impédance, dont la self-induction atteint 44 mH et la résistance ohmique 40 ohms. Les blocs commerciaux ont sensiblement les mêmes caractéristiques. Si l'on veut dévier le spot, sur un tube de 31 cm, d'un bord à l'autre de l'écran, il faut, avec ce bloc, un courant de déviation de 270 mA pour 8.000 volts à l'anode, soit 9,3 mA par centimètre de déviation ou :

$$9,3 \times 10^{-3} \times 40 = 0,37 \text{ volt}$$

de chute de tension par cm de déviation aux bornes de la bobine.

En employant, suivant le schéma, une diode de récupération dont le rendement est de 40 %, le courant de crête de la diode est de :

$$0,4 \times 270 = 108 \text{ mA,}$$

soit un courant moyen de :

$$0,6 \times 108 \times 0,4 = 26 \text{ mA.}$$

Vérifions maintenant la fréquence de résonance du bloc de déviation. Comme nous l'avons déjà vu, la fréquence de résonance ne doit pas être inférieure à $1/T$ retour $\times 2$, ce qui veut dire que la période

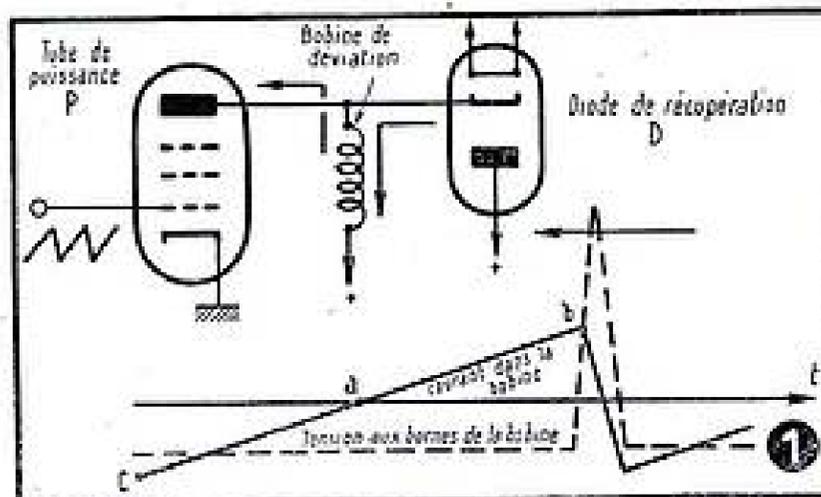


Fig. 1. — Fonctionnement de la diode de récupération.

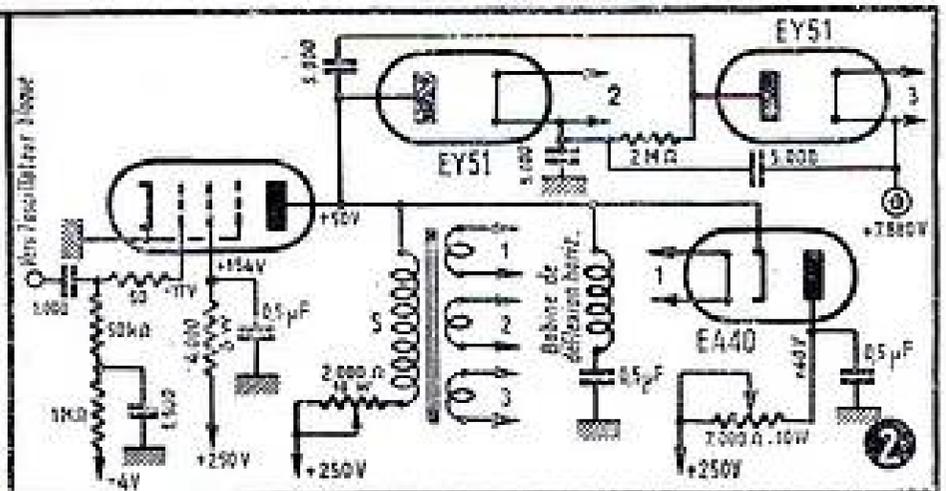


Fig. 2. — Schéma complet du montage étudié.

propre du système de déviation correspond, au maximum, au double du temps de retour.

Le temps de retour étant de 8,8 microsecondes, la fréquence doit être de :

$$1 / 17,6 = 57.000 \text{ c/s.}$$

La self-induction des bobines de déviation est de 44 mH, celle de la bobine d'arrêt de 800 mH, la self-induction totale est donc de :

$$800 \times 44 : 844 = 41 \text{ mH.}$$

La capacité parasite du système de déviation ne doit pas dépasser 175 picofarads, car :

$$C = 1 : L \times \omega^2$$

soit :

$$C = 1 : 41 \times 10^{-3} \times (2\pi \times 57.000)^2 = 175 \text{ pF.}$$

On trouve bien cette valeur par les mesures; soit: 75 pF pour la bobine d'arrêt, 70 pF pour le bloc de déviation et 30 pF pour le câblage et le tube.

Le calcul et les mesures montrent que ce bloc convient parfaitement pour notre schéma s'appliquant au standard 455 lignes.

Fonctionnement du tube de puissance

Etudions maintenant le tube pour établir ses caractéristiques. Nous comptons sur un courant maximum de crête de 320 mA, pour dévier le spot sur tout le diamètre de l'écran, pendant le temps d'une ligne, soit 79 microsecondes.

La tension aux bornes de la self-induction du bloc de déviation sera, dans ces conditions :

$$E = L \times \frac{dI}{dt} = 44 \times 10^{-3} \times \frac{320 \times 10^{-3}}{79 \times 10^{-6}} = 180 \text{ V.}$$

En plus de cette tension de forme rectangulaire, nous trouvons encore une autre tension provenant de la résistance ohmique, et qui s'écrit : $I \times R$. La résistance R est de 50 ohms en fonctionnement, la chute de tension sera donc de :

$$320 \times 10^{-3} \times 50 = 16 \text{ volts.}$$

La tension totale sera ainsi de : 180 + 16 volts de crête. Ajoutons à celle-ci la tension d'anode du tube de puissance, qui passe par sa valeur minimum lorsque la tension aux bornes des bobines de déviation est maximum, et que l'on fixe à 50 volts; on obtient finalement la tension d'alimentation, soit :

$$180 + 16 + 50 = 246 \text{ volts}$$

Une tension d'alimentation de 250 volts sera donc suffisante.

Le fonctionnement du tube de puissance avec le système de déviation s'explique facilement à l'aide des oscillogrammes de la figure 4.

La dissipation anodique de notre tube peut être calculée à l'aide de la formule :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i_p \times e_p \times dt$$

La tension e_p se compose de la tension plaque (50 volts) et de la tension provenant de la dissipation dans le bloc de déviation, soit 16 volts.

En comptant, suivant l'oscillogramme des figures 4a et 4d, avec un courant ano-

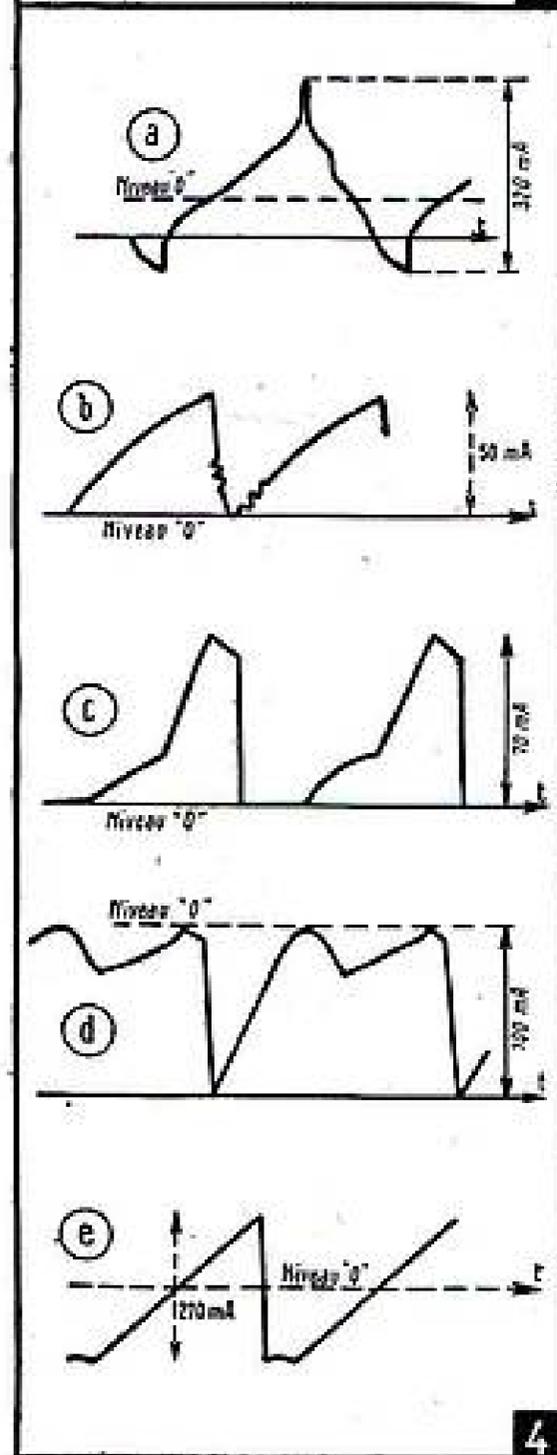
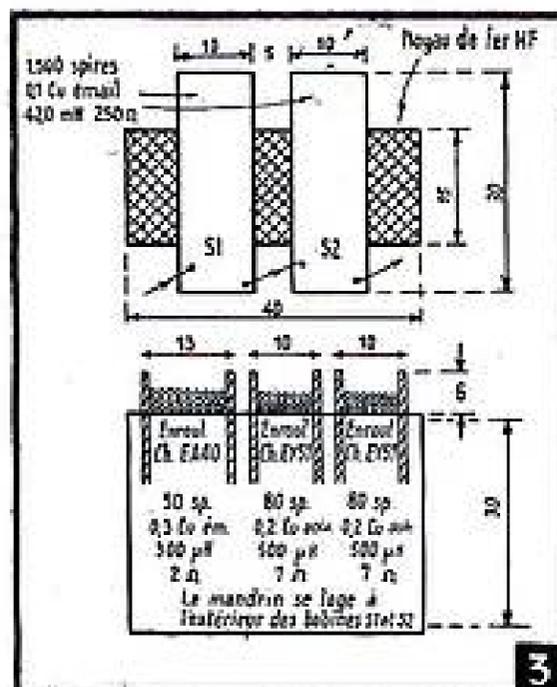


Fig. 3. - Réalisation de la bobine d'arrêt.

Fig. 4. - Oscillogrammes du fonctionnement de la base.

dique de crête de 215 mA, cette formule nous donne finalement :

$$P = i_p \times 0,6 (0,5 \times V_a + 0,2 V_R)$$

Nous connaissons la tension plaque, $V_a = 50$ volts, la chute de tension, $V_R = 16$ volts, et le courant de crête $i_p = 215$ mA

La puissance dissipée sera :

$$P = 215 \times 10^{-3} \times 0,6 (0,5 \times 50 + 0,2 \times 16) = 3,5 \text{ watts.}$$

En réalité, on trouve une valeur légèrement plus élevée, qui atteint au maximum 4,4 watts.

La dissipation de l'écran est donnée par :

$$I \times V = 0,024 \times 151 = 3,7 \text{ watts,}$$

ce qui correspond à une dissipation totale du tube de :

$$4,4 + 3,7 = 8,1 \text{ watts.}$$

Il nous sera maintenant aisé de choisir le tube, connaissant les dissipations d'anode et de grille écran.

7.800 volts à peu de frais.

Nous avons vu que la tension aux bornes de la self-induction du bloc de déviation était de 180 volts pendant la durée d'une ligne, soit pendant 82 microsecondes.

Au moment du retour, cette tension sera très supérieure. Pour un temps de retour de 7 microsecondes, la tension due à l'extracourant passera à :

$$180 \times \frac{82}{7} \times \pi \times 0,66 = 4.350 \text{ volts.}$$

Le coefficient de 0,66 est dû au rapport des courants provenant de la diode et du tube ou, plus exactement, à la racine carrée de ce rapport.

Nous obtenons donc 4.350 volts, soit 2×4.350 volts, avec le doubleur de tension.

Avec une charge normale de 80 μ A la tension est de 7.800 volts. La résistance interne étant de 4 M Ω , une variation du courant électronique de 100 microampères ne produit qu'une variation de tension de $4 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-6} = 400$ volts, ce qui est tolérable.

On obtient donc un excellent contraste dans l'image, malgré la simplicité du circuit.

Résumé

Si l'on veut construire un récepteur de télévision économique, sans aucun transformateur d'alimentation, le circuit décrit précédemment convient parfaitement.

Si l'on dispose, par contre, d'une tension de 250 volts pouvant alimenter les bases de temps, le circuit décrit, aujourd'hui, est plus intéressant, car il ne consomme que 25 watts pour toute la base de temps, malgré l'emploi d'un bloc de déflexion à haute impédance.

Tout cela ne change rien à ma conception du téléviseur populaire, où l'emploi d'un transformateur me semble impossible à cause du prix de revient.

Nous étudierons, dans un autre article, la base de temps images, où le problème de l'économie est infiniment plus facile à résoudre.

Robert ASCHEN

ETUDE PRATIQUE DE L'AMPLIFICATEUR V.F.

Introduction

Dans un précédent article, nous avons étudié un type d'amplificateur vidéo-fréquence, sans circuit de correction complexe, convenant pour des récepteurs à moyenne définition.

Ce montage comporte, malgré tout, un circuit de correction, constitué par la résistance de cathode de la lampe, partiellement shuntée pour obtenir un certain taux de contre-réaction. Dans ces conditions, l'amplification est plus faible sur les fréquences basses, par suite du taux de contre-réaction élevé, et tend à devenir normale pour les fréquences auxquelles le condensateur de shunt commence à agir.

Le problème consistait alors à compenser la diminution de gain, due aux capacités parasites shuntant la résistance d'anode (capacités parasites provenant de la lampe, du wehnelt ou de la cathode du tube, et du câblage) par une augmentation de l'amplification de la lampe en fonction de la fréquence.

Nous avons vu que, par cette méthode, il était possible, avec des lampes normales, d'obtenir des gains intéressants, de l'ordre de 20 à 26 db, pratiquement constants jusqu'à plus de 3 MHz. Cette disposition de circuit présente, néanmoins, l'inconvénient de limiter la tension disponible sur l'anode de l'amplificatrice, et il devient difficile, en particulier pour les fréquences élevées, de moduler à fond un tube cathodique, car, dans aucun cas, la tension de grille ne doit atteindre le point d'apparition du courant de grille.

Le but de la présente étude est l'établissement d'un amplificateur vidéo-fréquence pour haute définition, permettant d'obtenir une réponse pratiquement linéaire jusqu'à des fréquences de l'ordre de 8 à 10 MHz.

Dans une première partie, nous nous sommes efforcé de déterminer un amplificateur à large bande ne comportant que des circuits de correction à résistances et capacités. La courbe de réponse ainsi obtenue présente des caractéristiques curieuses et qui peuvent être intéressantes dans certains cas, mais non dans le cas général.

Nous avons été amenés, dans ces conditions, à traiter dans une deuxième partie l'établissement d'un amplificateur vidéo-fréquence utilisant des bobines de correc-

tion et la compensation par capacité de cathode. Dans ce dernier cas, la courbe obtenue permet l'établissement d'amplificateurs vidéo-fréquence dans lesquels la bande transmise linéairement est au minimum de 6 MHz, la variation d'amplification étant inférieure à ± 1 db pour une bande de fréquences de l'ordre de 8 MHz. La tension disponible sur le circuit anodique de la deuxième lampe est assez importante; on peut atteindre, sans aucune difficulté, 60 volts crête à crête, ce qui est, en général, plus que suffisant pour moduler un tube de 31 à 36 cm, et cela avec une tension d'entrée qui n'excède pas 2 volts crête à crête.

Dans un article ultérieur, nous envisagerons l'adaptation d'un tel amplificateur vidéo-fréquence, sous une forme simplifiée, à la réception des émissions à moyenne définition (441 lignes), en nous plaçant sous l'angle d'une diminution de la distorsion de phase, celle-ci s'avérant vraisemblablement plus dangereuse qu'on ne le pense, lorsqu'on arrive aux fréquences élevées.

Il semble prouvé par le calcul d'une part, et, d'autre part, par quelques essais sommaires auxquels nous nous sommes livrés, que la définition de l'image le long de la ligne est nettement supérieure lorsque la distorsion de phase est très faible, c'est-à-dire lorsque l'étage vidéo-fréquence ne donne qu'une rotation de phase négligeable aux environs de la limite supérieure de fréquence de l'émetteur. Dans ces conditions, il semblerait que, pour tirer le meilleur parti possible d'émissions à 441 lignes, il serait nécessaire de prévoir des amplificateurs vidéo-fréquence présentant une chute au plus égale à 1 db à 5 à 6 MHz.

PREMIÈRE PARTIE

Les lampes

La nécessité d'obtenir une tension de sortie élevée impose, pour le dernier étage, l'emploi d'une lampe ayant à la fois une pente élevée et un courant plaque important. Les seuls tubes correspondant à ces desiderata, sont les tubes utilisés en basse fréquence de puissance, soit pentodes, soit tétrodes, dont les types les plus cou-

ramment employés sont EL42 en rindlock, et 6AQ5 en miniature.

Les capacités d'entrée et de sortie de ces lampes sont sensiblement du même ordre que celles des lampes à grande pente ordinaires, et parfois même, plus faibles. C'est ainsi que pour la 6AQ5 utilisée sans blindage extérieur, la capacité d'entrée est inférieure à 8 pF, et la capacité de sortie légèrement plus faible. Ces lampes peuvent travailler, par suite de leur fort courant anodique, sur des résistances de charge de faible valeur, et fournir encore une tension de sortie appréciable. Malheureusement, elles nécessitent toutes une tension d'attaque relativement forte, et, par suite, des pré-amplifications que l'on s'efforcera de rendre aussi linéaires que possible.

Dans le cas où l'on utiliserait des 6AU6 (ou des lampes équivalentes), la résistance de cathode est elle-même très faible, et, malgré la pente relativement élevée, il est difficile d'obtenir une contre-réaction cathodique convenable. On sera donc amené à obtenir la correction par d'autres méthodes que le shunt partiel de cathode et, en particulier, par l'emploi de potentiomètres dont le rapport de réduction dépend de la fréquence.

Considérons le circuit de la figure 1, comportant un potentiomètre dont la résistance de tête est shuntée par un condensateur; un tel circuit présente une atténuation maximum pour des fréquences basses, où la réactance du condensateur est pratiquement infinie. La courbe de correction obtenue varie avec la fréquence, et le rapport d'atténuation est de plus en plus faible, au fur et à mesure que la fréquence augmente. Il est facile de calculer ce rapport, en particulier si la résistance côté masse a une faible valeur permettant de considérer qu'une petite capacité shunt n'entraîne aucune différence d'impédance.

D'une façon analogue, si l'on envisage le circuit de la figure 2 dans lequel, au contraire, la résistance shuntée se trouve du côté masse, l'impédance de l'ensemble sera minimum et égale à la résistance côté haut pour les fréquences élevées, l'impédance augmentant progressivement, au fur et à mesure que la fréquence diminue.

Une combinaison de ces circuits permet donc finalement de faire basculer une courbe de réponse, soit du côté fréquences élevées, soit du côté fréquences basses.

Principe utilisé

Considérons le schéma de la figure 3. Nous admettons tout d'abord que la grille de commande de la première lampe est attaquée par un circuit à basse impédance, qui n'apportera aucune atténuation, même pour des valeurs très élevées de la fréquence.

Afin de ne pas obtenir un affaiblissement trop grand au premier étage, on utilise une résistance d'anode relativement faible (3 kilohms), ce qui correspond également à l'impédance de grille de la deuxième lampe. Les capacités parasites dans ce circuit, dans le cas de la lampe 6AU6, seront de l'ordre de 12 pF, se répartissant comme suit :

Anode première 6AU6	5 pF
Grille deuxième 6AU6 et capacité parasite due à l'élément de couplage.....	7 pF

La constante de temps d'un tel circuit est égale à 36×10^{-9} . En se reportant aux courbes de la figure 4, on voit quelle est l'atténuation aux fréquences élevées due à ce circuit.

Cette atténuation est égale à :

$$\sqrt{\theta^2 \omega^2 + 1},$$

où θ est la constante de temps, et ω la pulsation correspondant à la fréquence considérée.

De même, si la deuxième lampe est également une 6AU6 dans laquelle, afin d'obtenir une tension de sortie suffisante, on a été amené à employer une résistance d'anode plus élevée (4 kilohms), les capacités parasites (comportant, en particulier, celle du wehnelt ou de la cathode) étant de l'ordre de 17 à 18 pF, on arrive à une constante de temps pour ce circuit de 70×10^{-9} environ.

La courbe de réponse totale de l'amplificateur, par rapport aux fréquences basses considérées comme au niveau 0, sera obtenue en additionnant les valeurs correspondant à chaque fréquence et est représentée sur la figure 5.

Afin de compenser la chute aux fréquences élevées, nous allons considérer l'amplificateur tout entier comme un circuit unique, comportant une constante de temps qui sera déterminée d'après l'atténuation obtenue aux différentes fréquences. On constate ainsi que, pour l'atténuation correspondant à 4 MHz, la constante de temps serait du même ordre de grandeur que la somme des deux.

Nous allons maintenant essayer de trouver un diviseur dont l'atténuation dépende de la fréquence, diviseur qui permettra de compenser la chute aux fréquences élevées par une diminution correspondante de l'amplification aux fréquences basses; en d'autres termes, ce diviseur permettrait un nivellement par le bas de la courbe de réponse.

Faisant grâce au lecteur des calculs longs et fastidieux que présente une telle détermination, nous nous bornerons à indiquer que la valeur de constante de temps la mieux adaptée à la correction, est celle correspondant effectivement à la

constante de temps du circuit qui serait équivalent, au point considéré, à l'ensemble de l'amplificateur, c'est-à-dire dont la valeur est de 100×10^{-9} .

Détermination de la résistance

Connaissant la valeur de la constante de temps, il nous faut déterminer maintenant les valeurs des deux composantes, c'est-à-dire de la capacité shunt et de la résistance à utiliser. Afin de ne pas introduire encore une correction supplémentaire, nous nous fixerons comme valeur de grille (fig. 6) pour la deuxième lampe, une résistance assez faible, qui sera dans le cas considéré de 2 kilohms. La constante de temps du circuit de grille ne dépasse pas alors 10^{-9} , ce qui n'introduit vers 8 MHz qu'une atténuation de l'ordre de 1 db, que l'on pourra négliger en première approximation.

L'atténuation totale à compenser pour une fréquence de l'ordre de 8 MHz est, comme on peut le voir sur la figure 4, de l'ordre de 18 db, correspondant à 8 en tension. Il s'ensuit que, si la résistance de grille est de 2 kilohms aux fréquences basses, il est nécessaire que le potentiomètre apporte une atténuation de 8.

En d'autres termes, la résistance doit avoir une valeur de 14 kilohms pour que, à 100 kHz par exemple, où l'effet de la capacité shunt est absolument négligeable, et où seul intervient le rapport des résistances, l'atténuation soit de :

$$\frac{14 + 2}{2} = 8 \quad (18 \text{ db}).$$

Avec une résistance de 14 kilohms et une constante de temps de 100×10^{-9} , le condensateur shuntant cette résistance doit présenter une valeur de 7 pF environ.

Calcul de la courbe d'atténuation

Pour calculer celle-ci, on considère tout d'abord que la valeur absolue de l'impédance du condensateur shunté est de :

$$\frac{R}{\sqrt{R^2 \omega^2 + 1}}$$

On connaît, d'autre part, la résistance de grille de la lampe (2 kilohms). Il en résulte que le rapport d'atténuation sera pour chaque fréquence, en appelant Z_0 la valeur absolue de l'impédance du condensateur shunté :

$$\frac{Z_0 + 2}{2}$$

On a tracé, sur la courbe de la figure 7, la transmission correspondante, et la courbe totale de réponse de l'amplificateur, obtenue à partir des courbes des figures 5 et 7, a été représentée sur la figure 8, en tenant compte de tous les facteurs (influence de l'impédance de charge et du shunt de grille de la deuxième lampe).

On constate que :

- 1° la transmission des fréquences basses reste malgré tout nettement désavantagée;
- 2° la courbe monte progressivement

jusqu'à un maximum situé autour de 2,5 MHz.

La courbe tombe ensuite relativement vite, pour les valeurs de fréquences plus élevées. On peut corriger, dans une certaine mesure, la diminution d'amplification sur les fréquences basses, en utilisant le système de correction classique.

En introduisant une telle correction dans le schéma général de l'amplificateur, on arrive à la figure 9, dans laquelle la courbe représente ce qu'on peut obtenir pratiquement le plus intéressant avec ce mode de prédétermination.

Vérification pratique

Nous avons tenu à effectuer une vérification pratique des résultats du calcul. On a donc monté un amplificateur avec deux 6AU6, amplificateur correspondant au calcul de la figure 9, dans lequel, bien entendu, on a utilisé les valeurs convenables de résistances et de condensateurs shunt, de manière à amener les lampes à un point de fonctionnement correct (1 volt environ de polarisation-grille, 150 V écran, 200 V plaque).

Dans ces conditions, on a attaqué la grille de la lampe d'entrée directement à partir du câble de sortie d'un générateur H.F., dont l'impédance, sur la sensibilité 0,1 V, est de l'ordre d'une cinquantaine d'ohms. Le wehnelt du tube cathodique a été remplacé par un voltmètre à lampe, avec une petite capacité additionnelle destinée à amener le total des capacités à la valeur de 8 pF correspondant au tube.

La courbe obtenue, qui est tracée sur la figure 9 en traits interrompus, présente une très grande similitude avec la courbe calculée. Cette similitude n'est pas fortuite et tend simplement à prouver que la méthode de calcul, tout en n'étant pas extrêmement rigoureuse, est, néanmoins, suffisante pour qu'on puisse prévoir les principaux résultats.

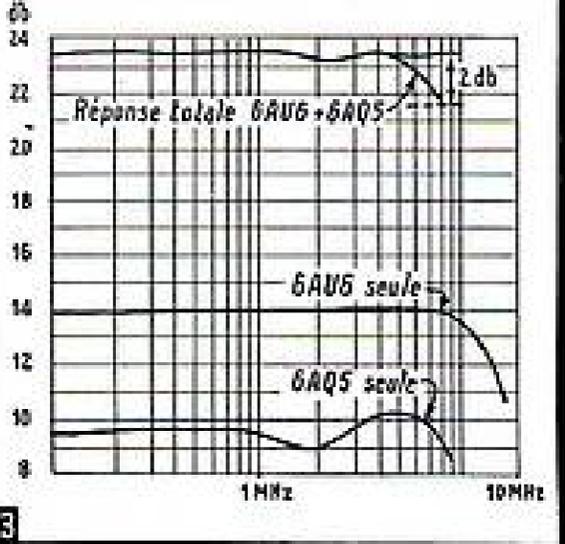
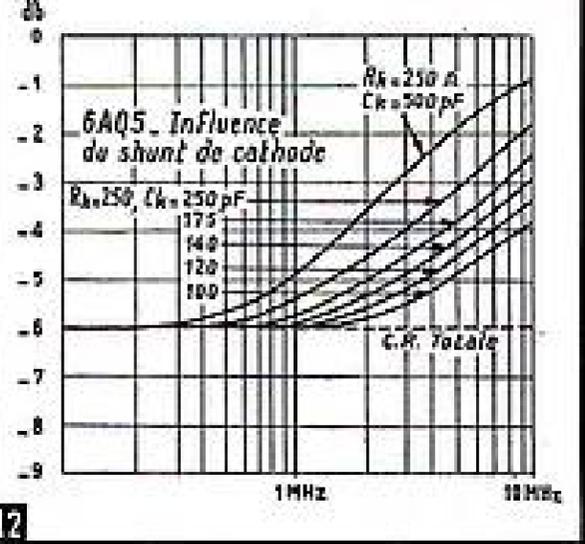
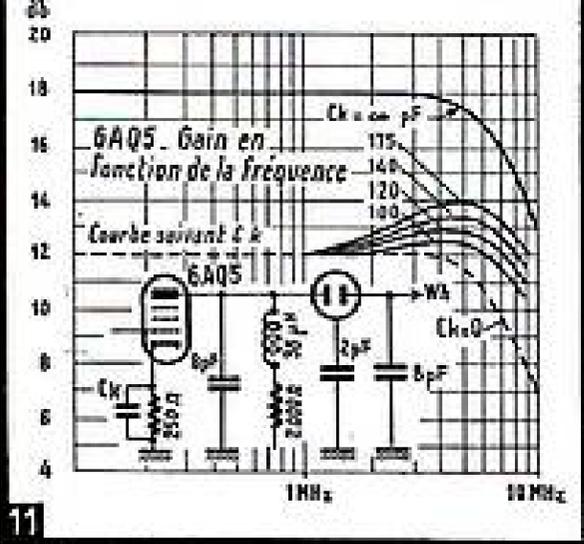
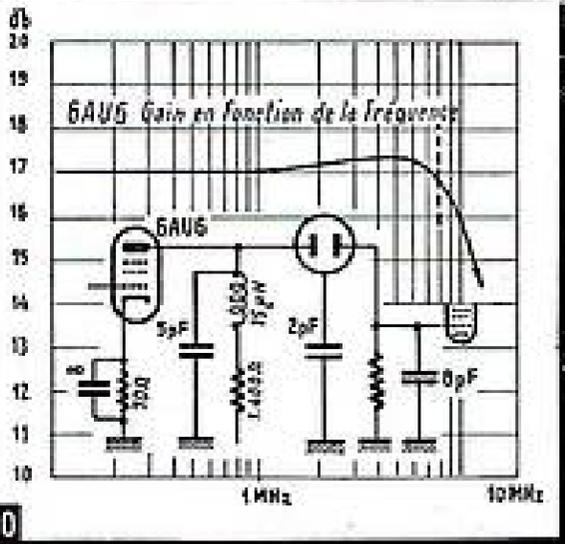
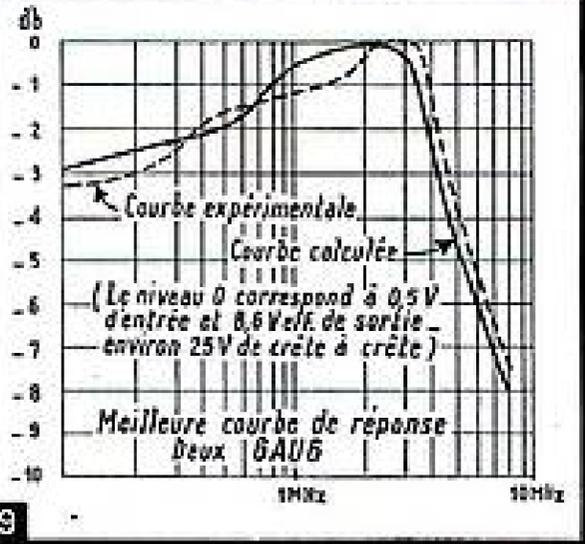
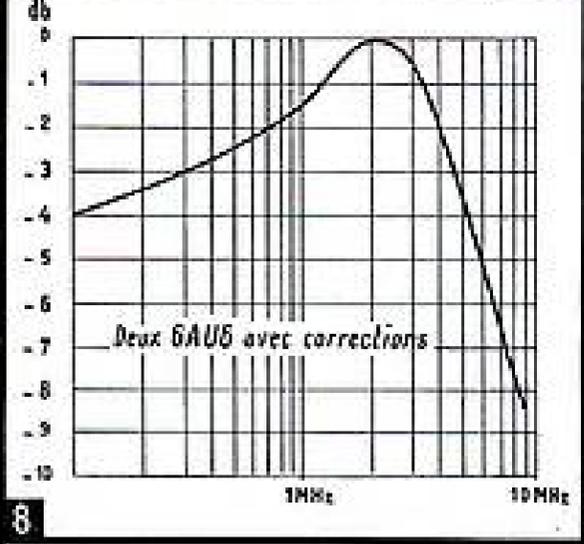
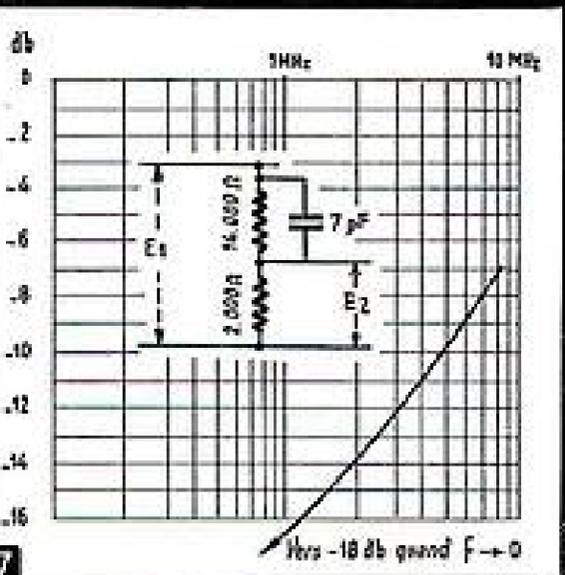
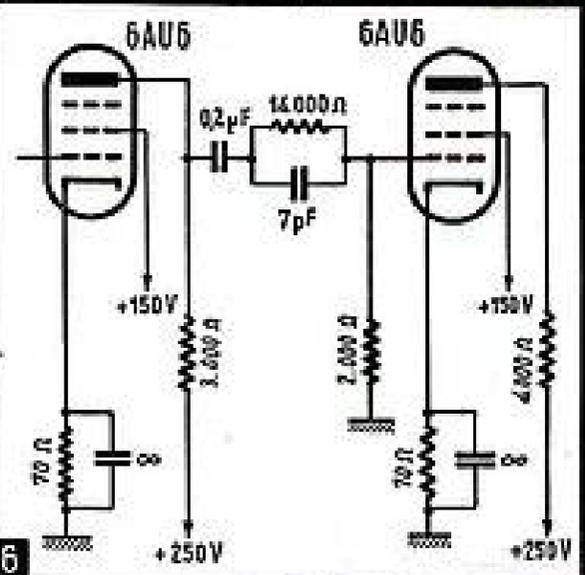
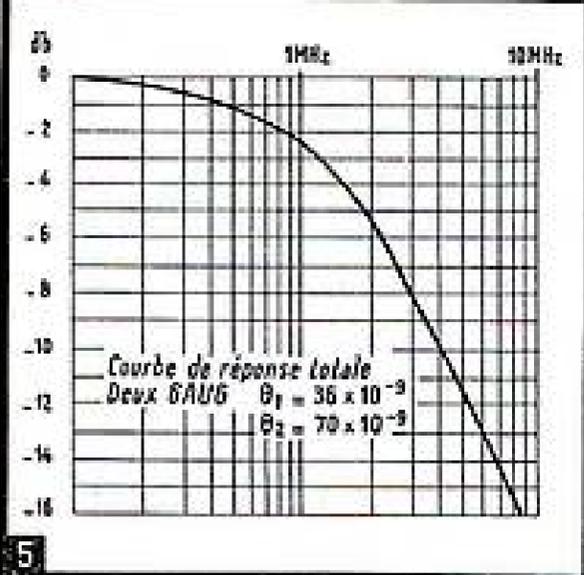
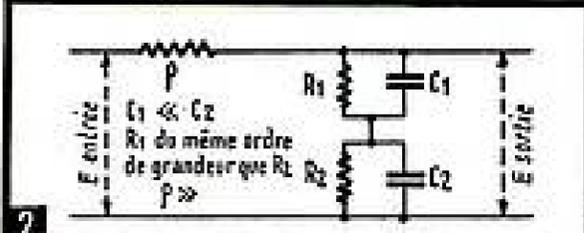
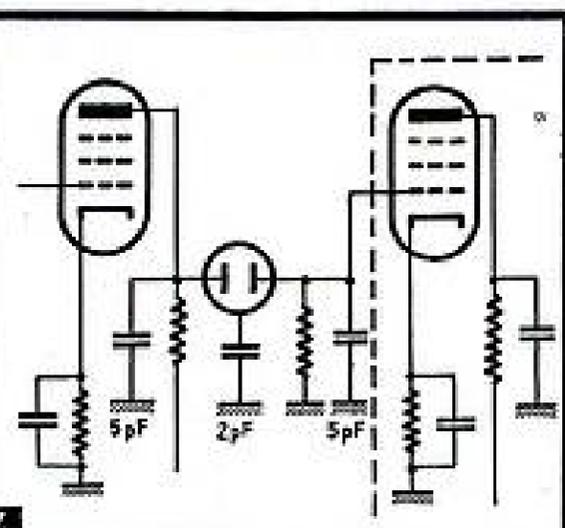
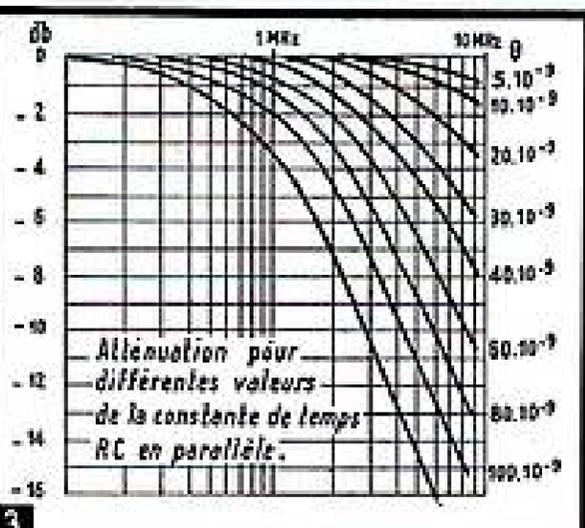
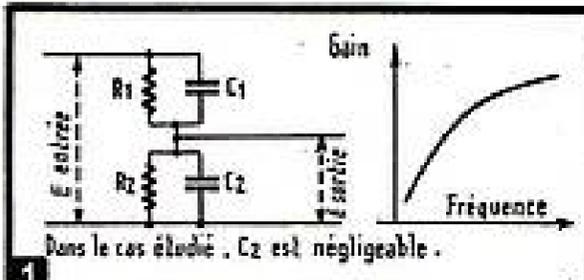
Il y aurait évidemment des points particuliers à examiner, en particulier la discontinuité, dans la partie montante de la courbe, qui se produit autour de 1 à 1,5 MHz et dont l'origine n'a pas été très bien élucidée. Il serait vraisemblablement possible d'expliquer les différentes anomalies en serrant les phénomènes de plus près, mais, avec les résultats obtenus, nous n'avons pas jugé utile de persévérer dans cette voie.

DEUXIÈME PARTIE

Pour cette deuxième série d'essais, nous avons abandonné la lampe de sortie du type 6AU6 et nous l'avons remplacée par une 6AQ5, fonctionnant sur une résistance de charge d'anode assez faible, avec compensation par inductance, et correction finale par shunt faible de la résistance de cathode.

Lampe d'entrée

On connaît la méthode classique de calcul des éléments de compensation en



fonction de la fréquence et des capacités parasites. On sait que, dans ces conditions, la résistance de charge R, la capacité parasite C et la self-induction de correction shunt sont liées par les relations :

$$R = \frac{1}{C\omega} \text{ et } L = \frac{1}{2} \frac{R}{\omega}$$

ω correspondant à la fréquence maximum pour laquelle on demande la linéarité, la fréquence de résonance de l'ensemble étant 1,4 fois plus élevée que cette fréquence limite. Étant donné le grand amortissement du circuit, nous avons considéré qu'il était possible d'admettre environ 7 MHz comme fréquence maximum de linéarité. La fréquence de résonance est alors de 10,5 MHz. Avec une capacité égale à 15 pF (fig. 10), on obtient une self-induction de 15 μ H. En reportant ces deux valeurs dans les formules précédentes, on trouve pour R une valeur de 1400 ohms, qui convient parfaitement.

En effet, on sait qu'une 6AU6, fonctionnant avec une polarisation de grille d'environ 1 volt, peut admettre 2 V crête à crête dans son circuit d'entrée. Il en résulte qu'avec une résistance de 1400 ohms, le gain sera de 7 en tension (16 db) et, par suite, on pourra disposer de 14 V crête à crête dans le circuit anodique. Une telle valeur convient pour l'attaque de la 6AQ5.

Impédance du circuit anodique

En se basant sur les valeurs déjà citées pour la résistance, la self-induction et la capacité du circuit anodique, on trouve que jusqu'à :

2	MHz,	Z est de	1400	ohms,	
4	—	—	1450	—	(+ 0,3 db)
6	—	—	1450	—	(+ 0,3 db)
8	—	—	1400	—	0
10,5	—	—	1270	—	(- 0,8 db)
12	—	—	1100	—	(- 2 db)

Dans ces conditions, tout au moins jusqu'à 8 MHz, que nous avons considéré comme limite supérieure des fréquences à transmettre, le gain est constant et égal à 16 db. L'étage pré-amplificateur n'intervient pas dans la courbe de réponse globale de l'amplificateur. Il est inutile de souligner l'importance de ce fait.

Etage de sortie

Nous négligerons l'influence du circuit d'entrée de la 6AQ5, puisque nous venons de voir que la tension était constante jusqu'à 8 MHz. Un premier calcul, effectué suivant les normes classiques, en considérant toutefois que la capacité de sortie est de 18 pF (comportant capacité d'anode, capacité d'entrée du tube cathodique et capacités parasites), donne une valeur de résistance de charge comprise entre 1000 et 1200 ohms (pour 7 MHz).

Malheureusement, on ne peut utiliser une valeur aussi faible, car, si le gain pour

une pente de 4 mA par volt est de 4 en tension (ou 12 db), la tension de sortie disponible est très faible et ne pourrait dépasser 25 à 30 V crête à crête, valeur que l'on peut considérer comme insuffisante pour moduler un tube cathodique normal.

Il en résulte qu'on est obligé de baser le calcul sur une résistance de charge qui soit de l'ordre de 2000 ohms. Une telle résistance, associée à une capacité de 18 pF, détermine une fréquence maximum de linéarité n'excédant pas 4,5 MHz (fréquence de résonance 6,25 MHz). Les éléments du circuit de correction sont alors, pour une résistance de 2000 ohms, C = 18 pF et L = 36 μ H.

Dans ces conditions, et pourvu que la courbe de réponse soit suffisamment droite, on peut compter sur 40 volts efficaces environ, avec un gain de 8, c'est-à-dire 110 V crête à crête.

Courbe de réponse

En calculant l'impédance du circuit anodique par la même formule que précédemment, on obtient les résultats suivants jusqu'à :

2	MHz,	Z =	2020
4	—	—	2020
6	—	—	1790 (- 1 db)
8	—	—	1440 (- 2,9 db)
10	—	—	1100 (- 5,2 db)

La courbe de réponse de l'étage est représentée sur la figure 11 et correspond à la courbe identifiée sous la dénomination Ck = infini. En effet, Ck doit présenter une valeur suffisante pour n'apporter aucun effet de contre-réaction.

Correction par shunt de cathode

Par un calcul analogue à celui qui a déjà été fait dans un article précédent, on détermine, en s'aidant des courbes de la figure 4, donnant l'atténuation en fonction de la constante de temps, l'impédance de cathode correspondant à des valeurs de condensateurs shunt croissants, par exemple de 100 à 500 pF (fig. 12). On voit, sur cette figure, que la valeur correspondant à 100 pF présente une atténuation de :

6	db à 2	MHz
5,3	— à 4	—
4,7	— à 6	—
4,2	— à 8	—

En combinant ces courbes d'atténuation avec la courbe de réponse de l'étage, on obtient, suivant les valeurs de Ck, les courbes inférieures de la figure 11, dans lesquelles il est possible de choisir une valeur convenable. Avec 100 pF, en particulier, on voit que la courbe présente un maximum flou autour de 4 MHz (de l'ordre de + 0,7 db), repasse au niveau 0 pour une valeur correspondant à 6,8 MHz,

approximativement et à 8 MHz atteint - 0,9 db.

La courbe de réponse globale de l'amplificateur vidéo-fréquence, ainsi calculée, donnerait donc une amplification linéaire à moins de + 1 db près entre les fréquences basses et 8 MHz.

Gains

Nous avons vu que la 6AU6 pouvait fournir 15 V crête à crête à la grille de la 6AQ5. Le gain de l'étage 6AQ5 ressort, aux variations près déjà indiquées, à 12 db en moyenne, soit 4 en tension. Il en résulte que la tension disponible sur le circuit anodique, c'est-à-dire sur le wehnelt du tube, atteindra 56 V crête à crête. Cette valeur est très satisfaisante pour assurer une bonne modulation.

Transmission des fréquences basses

Afin d'éviter les traînages, on doit assurer une bonne transmission des fréquences basses. Dans ces conditions, il sera nécessaire de shunter très énergiquement la cathode de la 6AU6, ce point étant assez délicat, car la résistance de cathode ne présente qu'une valeur de 70 ohms.

Il faudrait prévoir un condensateur shunt de 50 μ F au minimum. Si l'on admet que l'on peut augmenter la tension d'attaque crête à crête sur la grille de ce tube, on peut éliminer les inconvénients de la constante de temps du circuit de cathode, en introduisant également dans ce tube une contre-réaction d'intensité. La perte d'amplification ne sera que de 1,36 en tension, soit 2,6 db.

En général, la partie haute fréquence du récepteur fournit, après détection, une tension largement suffisante, d'autant plus que, dans le cas considéré, il s'agit de passer de 2 à 2,7 V crête à crête, ce qui n'est pas grave. La tension de sortie, comme on le sait, reste pratiquement sans changement, de même que l'attaque de grille de la 6AQ5 finale. Il en résulte que les 56 V de sortie crête à crête seront obtenus à partir de 2,7 V à l'entrée, ce qui donne encore un gain vidéo-fréquence total supérieur à 26 db. On se trouve alors dans des conditions au moins aussi favorables que dans le cas d'un étage vidéo-fréquence simple pour récepteur à basse définition.

Limitation de la compensation de cathode

En examinant les courbes de la figure 12, on voit qu'en diminuant encore les capacités de cathode, il doit être possible de supprimer la remontée de la courbe de réponse de l'étage 6AQ5.

Malheureusement, la valeur de 100 pF, indiquée comme la plus favorable, peut être considérée comme une limite inférieure,

(Suite page 181)

LA PRATIQUE DE LA SEPARATRICE

Par son influence directe sur la stabilité des images obtenues, condition primordiale d'une observation agréable, l'étage séparateur des tops de synchronisation constitue l'élément le plus important du récepteur images. C'est pourquoi nous avons demandé à notre excellent collaborateur et ami R. GONDY, spécialiste en la matière, cette étude de caractère strictement pratique et immédiatement utilisable qui fait pendant à celle, plus générale, publiée plus loin.

Utilité de l'étage séparateur

Le signal vidéo complexe de la télévision contient à la fois la tension de modulation et les « tops » de synchronisation.

Par rapport au niveau de référence (niveau du noir), ces deux éléments sont dirigés en sens inverse; c'est cette propriété qui est mise à profit pour effectuer leur séparation.

La tension qu'on applique à la grille de commande du tube à rayons cathodiques a la forme indiquée figure 1.

On distingue, en d_1 , d_2 , la tension de modulation de deux lignes successives, séparées par le top de fin de ligne b . Le signal c , d'une durée plus longue, est un signal de fin de trame.

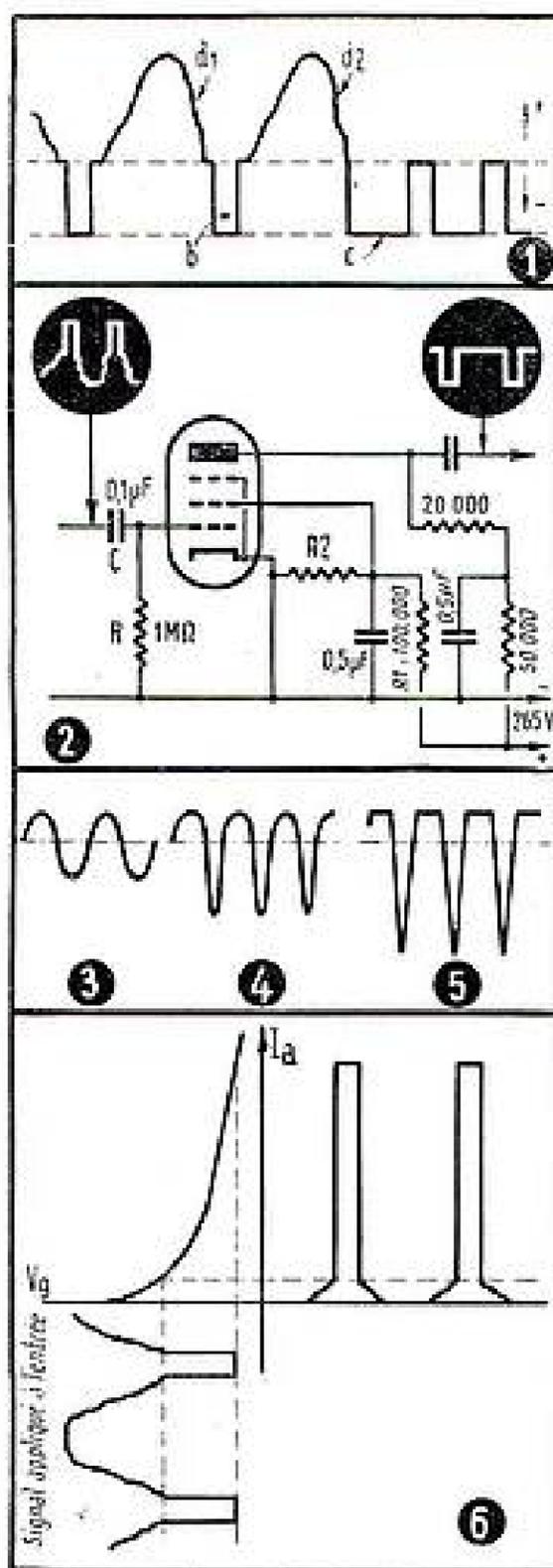
La durée des tops n'entre pas en jeu quand il s'agit de les isoler du signal complexe; elle intervient seulement pour la séparation des tops entre eux, dans des systèmes différentiateurs et intégrateurs, placés entre l'étage qui nous intéresse et les bases de temps.

La fonction de l'étage séparateur est d'isoler les tops tels que b et c en rabotant la partie supérieure du signal complexe appliqué en entier au wehnelt; les tops n'apportent aucune perturbation dans l'image, car ils se trouvent au-dessous du niveau du noir, et en dehors de la surface utile de l'image.

Nous nous sommes proposé d'étudier le fonctionnement du plus simple et du plus employé des étages séparateurs, qui assure une séparation parfaitement efficace quand il est bien monté.

L'amplitude du signal complexe n'est pas constante, elle est liée au réglage du contraste; il est nécessaire que les tops appliqués aux bases de temps aient une amplitude constante; notre étage, en plus de sa fonction séparatrice, doit fournir des signaux de synchronisation d'une amplitude qui ne dépende pas de l'amplitude de la tension appliquée à l'entrée de l'étage.

Le montage est donné figure 2. Il s'applique au cas le plus courant où la tension de modulation est appliquée au tube à rayons cathodiques entre cathode et masse, le wehnelt étant, au point de vue alternatif, au potentiel de la masse.



La forme du signal appliqué à l'entrée est représentée sur la figure, les tops sont dirigés dans le sens positif et la modulation dans le sens négatif. A la sortie, on obtient des tops dirigés dans le sens négatif.

Analyse du fonctionnement

L'étage est équipé d'une pentode EF42. Au repos, nous relevons les tensions suivantes, à l'aide d'un voltmètre électronique :

$$V_{g1} = -0,8 \text{ V} \quad V_{g2} = 65 \text{ V} \quad V_a = 90 \text{ V.}$$

Appliquons, à l'entrée de l'étage, une tension sinusoïdale de 120 mV; l'oscillogramme de la tension de sortie à l'aspect indiqué figure 3.

Portons la tension d'entrée à 1 volt, nous notons :

$$V_{g1} = -1,5 \text{ V} \quad V_{g2} = 70 \text{ V} \quad V_a = 150 \text{ V.}$$

L'oscillogramme de la tension de sortie est représenté figure 4; la zone supérieure (positive) de la courbe atteint un certain niveau, beaucoup plus réduit en amplitude que celui de la zone négative.

Poussons jusqu'à 3 volts la tension d'entrée, ce qui donne :

$$V_{g1} = -3,7 \text{ V} \quad V_{g2} = 70 \text{ V} \quad V_a = 190 \text{ V.}$$

L'oscillogramme est reproduit figure 5.

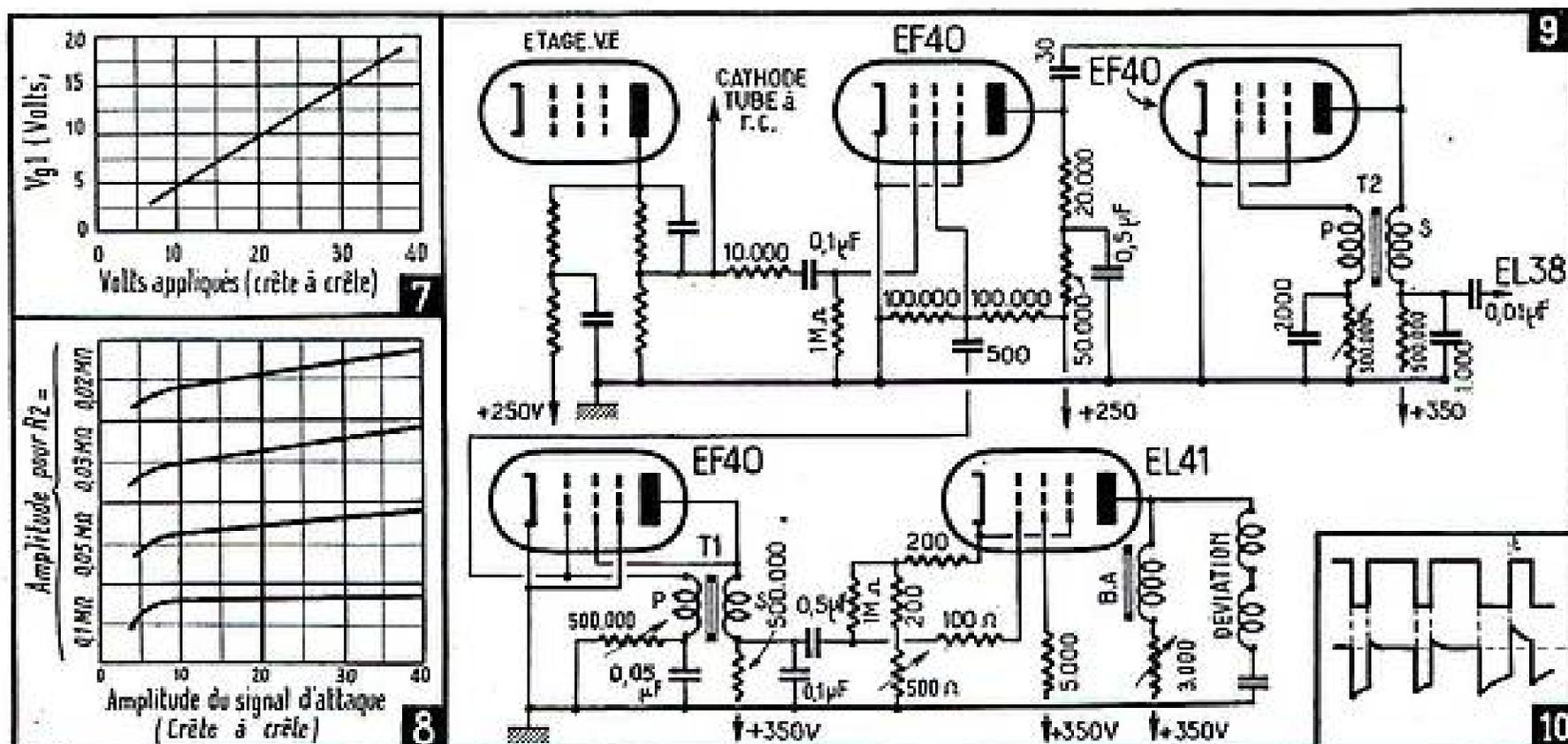
Avec 10 volts, on obtient :

$$V_{g1} = 11,5 \text{ V} \quad V_{g2} = 70 \text{ V} \quad V_a = 190 \text{ V.}$$

L'amplitude de la tension de sortie ne change pas entre 3 et 10 volts appliqués. La résistance interne de la source utilisée étant faible, la tension à l'entrée de l'étage demeure sinusoïdale et les valeurs relevées correspondent à 8,5 et 28 volts crête à crête.

Ces mesures laissent apparaître le principe du fonctionnement d'un tel étage; les signaux dirigés dans le sens positif (pour la grille) sont amplifiés, alors que les signaux dirigés dans le sens négatif sont écrêtés.

Les impulsions de synchronisation rendent la grille positive et, durant chacune d'elles, un courant de grille circule. La capacité C de la figure 2 se charge, le côté négatif étant celui qui est connecté à la grille de la pentode. La constante de temps RC est assez forte pour que C reste chargé, donc pour que la grille demeure fortement négative pendant les intervalles



situés entre les tops. La partie du signal complexe correspondant à la modulation se situe au-delà du point correspondant à un courant d'anode nul (cut-off); le courant qui circule dans le circuit de l'anode a l'aspect montré figure 6; la tension est de forme identique, mais de sens inverse.

La figure 7 montre la variation du potentiel négatif de grille en fonction de l'amplitude du signal appliqué à l'entrée de l'étage. On voit que, plus l'amplitude augmente, plus la grille devient négative; le point de polarisation situé près du zéro pour un signal de faible amplitude, s'en trouve éloigné de plus en plus au fur et à mesure que l'amplitude croît.

La figure 8 représente l'amplitude de la tension prélevée à la sortie de l'étage, en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. Les courbes ont été relevées pour quatre valeurs de la résistance R_2 , soit 0,02 M Ω , 0,03 M Ω , 0,05 M Ω , 0,1 M Ω . Pour cette dernière valeur, l'amplitude demeure pratiquement constante entre 5 et 40 volts de tension d'attaque.

Un montage simple assurant un entrelacement correct

On sait combien il est important, pour obtenir un entrelacement correct, de satisfaire, entre autres, aux deux conditions suivantes :

a) Alimenter les circuits de l'étage séparateur et de l'étage générateur de la tension en dents de scie par une tension parfaitement filtrée, dans le but d'éviter qu'une crête de tension à 100 Hz (ronflement résiduel) puisse venir provoquer le déclenchement de la base de temps en dehors de l'instant précis fixé par le top;

b) Éviter toute réaction de la base de temps lignes sur l'entrée de la base de temps images; une impulsion venant de la première peut, en s'ajoutant au top d'images,

provoquer le déclenchement de la base de temps avant la fin de la trame.

Pour éviter ces réactions, on place souvent un étage intermédiaire entre la séparatrice et la base de temps lignes, ou même un étage devant chaque base de temps.

Le montage indiqué figure 9 évite l'emploi d'étages supplémentaires. Les tops de lignes sont pris sur l'anode de la penthode, et les tops d'images sur l'écran qui joue le rôle de l'anode d'une triode.

Si l'on observe à l'oscilloscope le signal à la sortie d'un étage séparateur, attaquant sans précaution spéciale les deux bases de temps, on voit nettement les impulsions indésirables dues à la réaction d'une base de temps sur l'autre, alors que ces impulsions sont presque invisibles sur l'écran du montage proposé. Il faut faire les observations en arrêtant le relaxateur images.

Nous donnons, en même temps, le schéma des éléments qui suivent l'étage séparateur, et qui constituent une partie d'un récepteur en exploitation.

Les tops de synchronisation étant, à la sortie de l'étage, de sens négatif, on applique les signaux lignes sur l'anode de la penthode EF40, montée en triode, qui équipe l'étage blocking lignes. Par le jeu du sens des enroulements du transformateur (couplage négatif) les signaux sont transmis en positif sur la grille.

Côté images, les signaux sont appliqués en négatif au circuit grille EF40, mais à travers une faible capacité de 500 pF. La constante de temps de l'ensemble de liaison est faible vis-à-vis de la durée du signal, et c'est le front arrière de l'onde, qui atteint une amplitude assez importante, qui provoque le déclenchement à l'instant t , c'est-à-dire à la fin du premier des tops longs qui constituent le signal de fin de trame (fig. 10).

Voici les indications nécessaires à la

réalisation des transformateurs de blocking:

T_1 = Section du fer 15 x 15 mm,
Primaire : 1.500 spires fil 12/100 émail.

Secondaire: 1.500 spires fil 12/100 émail.

T_2 = Section du fer 7,5 x 8 mm.
Primaire : 700 spires fil 10/100 émail.
Secondaire: 350 spires fil 10/100 émail.

Le noyau est constitué par des tôles de circuit de 15 mm coupées, dans le sens de la longueur, selon l'axe de la jambe centrale, de façon à former un petit cadre rectangulaire. Les enroulements sont exécutés sur une petite bobine circulaire enfilée sur une jambe du cadre.

Une penthode EF42, montée à la place de l'EF40 employée, donnera des tops de plus grande amplitude (20 % environ), mais de très bons résultats ont été obtenus avec une EF40. Le réglage de la fréquence peut paraître assez « pointu », mais une fois l'image accrochée, elle tient très bien, avec un entrelacement correct. On peut, pour atteindre une plus grande souplesse de réglage, se contenter d'un potentiomètre de 200.000 ohms à la place des 500.000 ohms proposés, et compléter par une résistance fixe de 300.000 ohms.

L'étage séparateur demande à être très soigné dans la réalisation d'un récepteur de télévision. Le téléspectateur ne tolérera pas de glissements de lignes ou de l'image, et il aura raison. Il existe des moyens simples d'obtenir une image absolument fixe, et le constructeur doit s'efforcer de réaliser cette condition.

Quand un étage séparateur est bien établi, l'image ne doit pas glisser jusqu'au moment où, en réduisant la sensibilité du récepteur, la modulation devient insuffisante pour assurer une image agréable à regarder.

R. GONDROY

AURONS-NOUS LA STRATOVISION?

L'idée de relayer les émissions de télévision par des avions volant à haute altitude, originaire des U. S. A., offre, en France, des possibilités intéressantes. Trois relais suffiraient à couvrir la quasi-totalité du territoire métropolitain et fourniraient peut-être la réponse aux questions que pose l'extension du réseau national à haute définition.

Nos lecteurs savent ce qu'est la strato-vision. Il s'agit d'un émetteur de télévision (son et image) monté sur un avion volant à grande altitude, pour augmenter considérablement la portée de chaque station.

La portée d'un émetteur fonctionnant sur des longueurs d'onde inférieures à 10 mètres, dépend de la hauteur de son antenne. C'est pourquoi on choisit toujours le point le plus élevé d'une ville, ou d'une région, pour y installer l'antenne d'un émetteur de télévision. La tour Eiffel, avec ses 300 mètres, est tout indiquée pour la région parisienne, comme le Belfroi de Lille pour la plaine du Nord.

Les ondes très courtes se propagent en ligne droite; il faut donc que l'antenne de réception soit en visibilité directe avec l'antenne d'émission. Il ne faut pas qu'un obstacle important s'interpose entre les deux antennes. La portée d'un émetteur de télévision est fonction, non seulement de la hauteur de l'antenne d'émission, mais aussi de la topographie du sol dans la région considérée (fig. 1). La portée de l'émetteur de Paris est variable selon les contrées et il ne peut pas être donné de chiffres valables dans toutes les directions. Sur un plateau, par exemple vers le Nord, la portée de 100 km est facilement atteinte. En certains points de la vallée de la Seine, il est difficile de rece-

voir à plus de 60 km. Et enfin, dans la vallée de Chevreuse, à 21 km. de la tour Eiffel, le niveau H.T. est très faible parce que la vallée est très encaissée. Ainsi, la surface couverte par l'émetteur de Paris, sur la plage 42-46 Mc/s (7,14 m - 6,52 m), est-elle estimée à 10.000 km².

On conçoit fort bien que, s'il était possible de surélever la tour Eiffel, la portée utile de l'émetteur augmenterait. En poussant les choses à l'extrême, si un avion pouvait porter l'émetteur et les aériens et voler à 10.000 m au-dessus du sol, la surface couverte pourrait atteindre 300.000 km². Telle est l'idée première de la strato-vision.

Pour couvrir la France entière d'un réseau de télévision, il faut construire, au sol, un grand nombre d'émetteurs, ce qui est une solution coûteuse. Mais ce n'est pas tout. Il faut encore réunir ces stations entre elles, par exemple par l'échange des programmes, au moyen de câbles coaxiaux ou de relais hertziens qui coûtent fort cher.

Un avion volant à 10.000 mètres est en vue directe avec un autre avion, également à 10.000 mètres, situé à 600 ou 700 km de là. Le relais du programme peut se faire directement d'une façon particulièrement économique.

Ainsi, en appliquant la strato-vision en France, il suffirait d'un centre à Paris qui

élaborerait le programme artistique. La vidéo produite est conduite à un émetteur à micro-ondes (900 Mc/s environ) situé au sommet de la Tour Eiffel. Un avion tournant constamment en rond au nord-est de Paris, vers Reims, capte les signaux, les amplifie et les émet à nouveau au moyen de deux émetteurs. Le premier, dans la plage normale de télévision (42-46 Mc/s ou 180-200 Mc/s), d'une puissance H.F. d'environ 25 kw, est destiné à faire parvenir l'image aux possesseurs de récepteurs. Le second, fonctionnant sur micro-ondes (950 Mc/s), envoie la modulation à deux autres avions évoluant, l'un au-dessus des Cévennes, l'autre au-dessus de Saumur. Ainsi, avec un centre de télévision et trois avions volant à 10.000 mètres est-il possible de couvrir la France entière (fig. 2).

Cette solution est très séduisante et particulièrement économique, mais les considérations élémentaires ne font qu'effleurer le sujet. Il est nécessaire de pousser les études théoriques, puis de les vérifier expérimentalement.

C'est ce qui a été fait aux États-Unis. Les résultats des derniers essais nous ont été aimablement communiqués par la revue *Radio and Television News*.

En 1945, la *Westinghouse Electric Corporation*, en coopération avec le fabricant d'avions *Glenn L. Martin*, décidèrent de pousser les études ayant trait à la strato-vision. Ils équipèrent un avion expérimental, le bi-moteur PV2 capable de s'élever à 8.500 m environ. Deux émetteurs furent installés à bord, le premier émettant sur 107,5 Mc/s avec une puissance de 250 watts et le second fournissant des impulsions de 5 kw sur 514 Mc/s. Cet avion s'envola de Baltimore, et des mesures de champ furent faites dans toute la région, jusqu'à Norfolk, Pittsburgh et Boston. Les vols furent effectués à des altitudes très diverses pour étudier la valeur du champ en fonction de l'altitude et de la distance. Ces essais ont duré plus d'un an et se sont révélés satisfaisants. Les niveaux relevés étaient du même ordre de grandeur que ceux calculés théoriquement.

On arriva à la conclusion qu'il fallait placer dans l'avion un émetteur de 25 kw, pour qu'à 10.000 mètres d'altitude, la portée soit d'environ 400 km autour de l'antenne, aux fréquences de la télévision. La valeur du

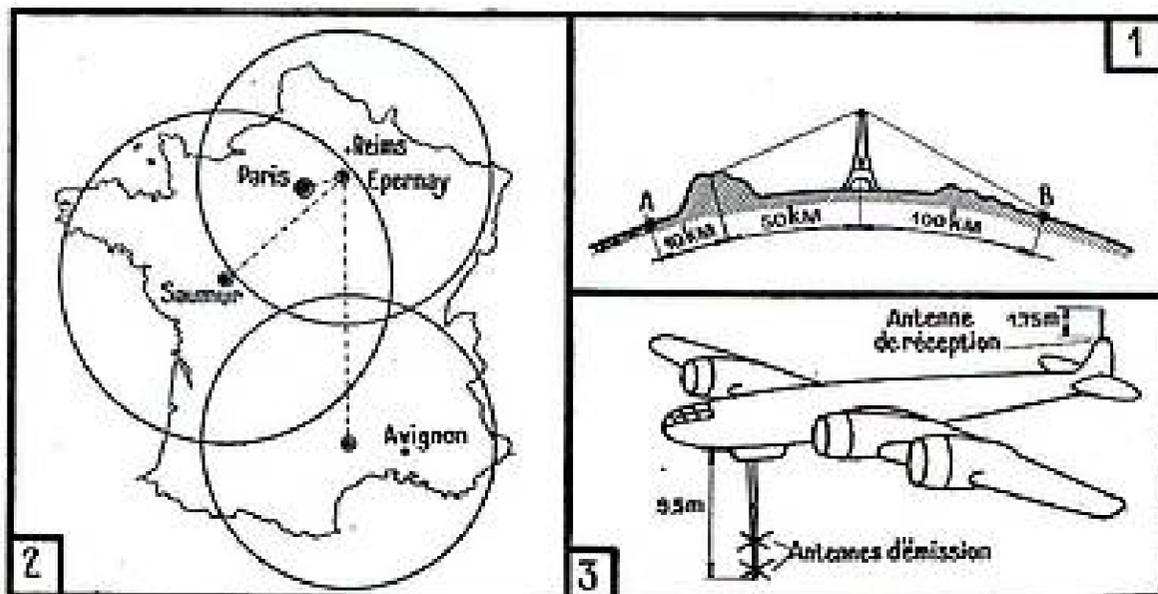


Fig. 1. — Portée optique d'un émetteur. — Fig. 2. — Zones de couverture. — Fig. 3. — Disposition des antennes.

champ, sur toute cette surface, est de l'ordre de 2 mV, ce qui est très satisfaisant.

Pour répondre à ces caractéristiques, il a fallu avoir recours à une super-forteresse B29 transformée. Cet avion quadrimoteur, à cabine étanche, peut transporter un tel émetteur à 10.000 mètres d'altitude.

Cette installation a été réalisée au début de 1948. Le B29 contient :

- un récepteur sur 547,5 Mc/s qui capte le programme des studios de Baltimore;
- un émetteur d'images de 5 kw (provisoirement), accordé sur le canal 6 (82-88 Mc/s)
- un émetteur de son de 1 kw, modulé en fréquence, sur le même canal;
- un émetteur de 200 watts sur 250 Mc/s;
- un émetteur de 200 watts sur 750 Mc/s;
- un émetteur d'impulsions de 50 kw de pointe sur 3.300 Mc/s.

Ces trois derniers émetteurs sont destinés à poursuivre les essais de propagation en fonction de la fréquence.

Les dipôles circulaires de réception sont placés à l'extrémité d'un mât aérodynamique de 1,75 m, fixé sur la partie supérieure de la dérive de l'avion.

Les antennes d'émission sont fixées sur un mât aérodynamique de 9,5 m de longueur, placé verticalement sous l'avion (fig. 3). Ce mât se replie pour le décollage et pour l'atterrissage de l'appareil. Bien qu'il soit profilé, le mât absorbe une puissance d'environ 600 CV, à la vitesse normale de l'avion.

L'énergie électrique est fournie par trois génératrices de 15 kVA, 500 p/s, couplées directement aux moteurs de propulsion.

Des ventilateurs assurent le refroidissement des étages de puissance et le renouvellement de l'air contenu dans la cabine.

Cet avion, ainsi équipé, a volé de juin 1948 à février 1949. Il décollait de l'aérodrome de Baltimore et prenait une heure pour atteindre l'altitude de 10.000 mètres. Puis, il tournait en cercles réguliers, à altitude constante, au-dessus de Baltimore. Des études de propagation très intéressantes ont été entreprises. Les programmes de télévision relayés provenaient de la station WMAR de Baltimore, sur le canal 6.

À chaque essai, il était demandé aux téléspectateurs de bien vouloir écrire pour donner leurs impressions. Plusieurs centaines de lettres ont été reçues à chaque émission, ce qui est une source de renseignements très précieux. Les portées prévues ont bien été réalisées, en tenant compte du fait que l'émetteur possédait une puissance réduite.

Les essais sont actuellement suspendus et M. Nobles de la Westinghouse précise que les principaux problèmes techniques ont été résolus et qu'il attend maintenant les décisions des pouvoirs publics pour l'organisation d'un réseau de strato-télévision aux États-Unis.

Il faut 14 avions pour desservir 78 % de la population des États-Unis. Ces 14 avions se relayeraient en transmettant le même programme qui pourrait provenir de n'importe quelle grande ville des États-Unis. Ainsi, n'importe quel événement marquant pourrait être télévisé instantanément, où qu'il se produise.

Ces conclusions paraissent très intéressantes et peut être trop optimistes. Attendons le jugement de la F. C. C. (**Federal Communications Committee**) pour se faire une idée exacte des résultats obtenus.

Il faut préciser qu'aux États-Unis la modulation du signal de vision est négative, tandis qu'en France, elle est positive. Or, l'avion émetteur décrivant des cercles dans l'espace, il est indispensable que ses antennes soient rigoureusement omnidirectionnelles, pour que l'énergie H.F. reçue en un point quelconque soit constante. Un fading lent est donc à craindre à la réception. La solution consisterait à munir les récepteurs d'une commande automatique de gain. On sait que cela est très facile à réaliser pour la modulation négative, mais très complexe pour la modulation positive. Si la strato-télévision est adoptée en France, il y aurait lieu, probablement, de modifier notre standard et d'adopter la modulation négative.

Si les questions purement radioélectriques sont vraiment résolues, est-ce que les problèmes de navigation aérienne et de sécurité d'exploitation sont mis au point ? Il faut, en effet, que l'avion lourdement chargé puisse décoller, traverser les basses couches de l'atmosphère et atterrir en toute sécurité et par tous les temps. Il est inadmissible, dans un service régulier, d'être privé de télévision parce que les conditions météorologiques sont défavorables. Autant de questions qui se posent encore...

R. BESSON



Nouvelles des U. S. A.



● Le public américain demande des tubes de plus en plus gros et de plus en plus brillants; en 1949, ont pris place sur le marché les tubes métal-verre de 40 cm, les fonds de tubes en verre anti-halo, et enfin, les tubes rectangulaires qui économisent la matière et l'espace occupé.

En 1950, seront employés d'abord les tubes métal-verre de 48 cm, ensuite ceux de 60 cm; il y a même des bruits qui courent au sujet de tubes de 90 cm ! Bien que la chose soit parfaitement réalisable du point de vue technique, l'encombrement serait tel que les systèmes à projection seraient probablement plus intéressants.

La tendance générale est très nette vers la réduction des dimensions du châssis, surtout par l'emploi de lampes de la série miniature, et encore plus marquée vers la diminution des prix. On travaille en particulier sur la déviation horizontale et sur la T.H.T. par retour, pour employer des lampes moins coûteuses que les 6BG6G et autres 1B3.

● 2.700.000 récepteurs (y compris ceux en dépôt chez des revendeurs) ont été vendus par les fabricants, en 1949, et représentent au détail une valeur globale de 810 millions de dollars.

Les pièces détachées et accessoires vendus dans l'année représentent 140 millions de dollars.

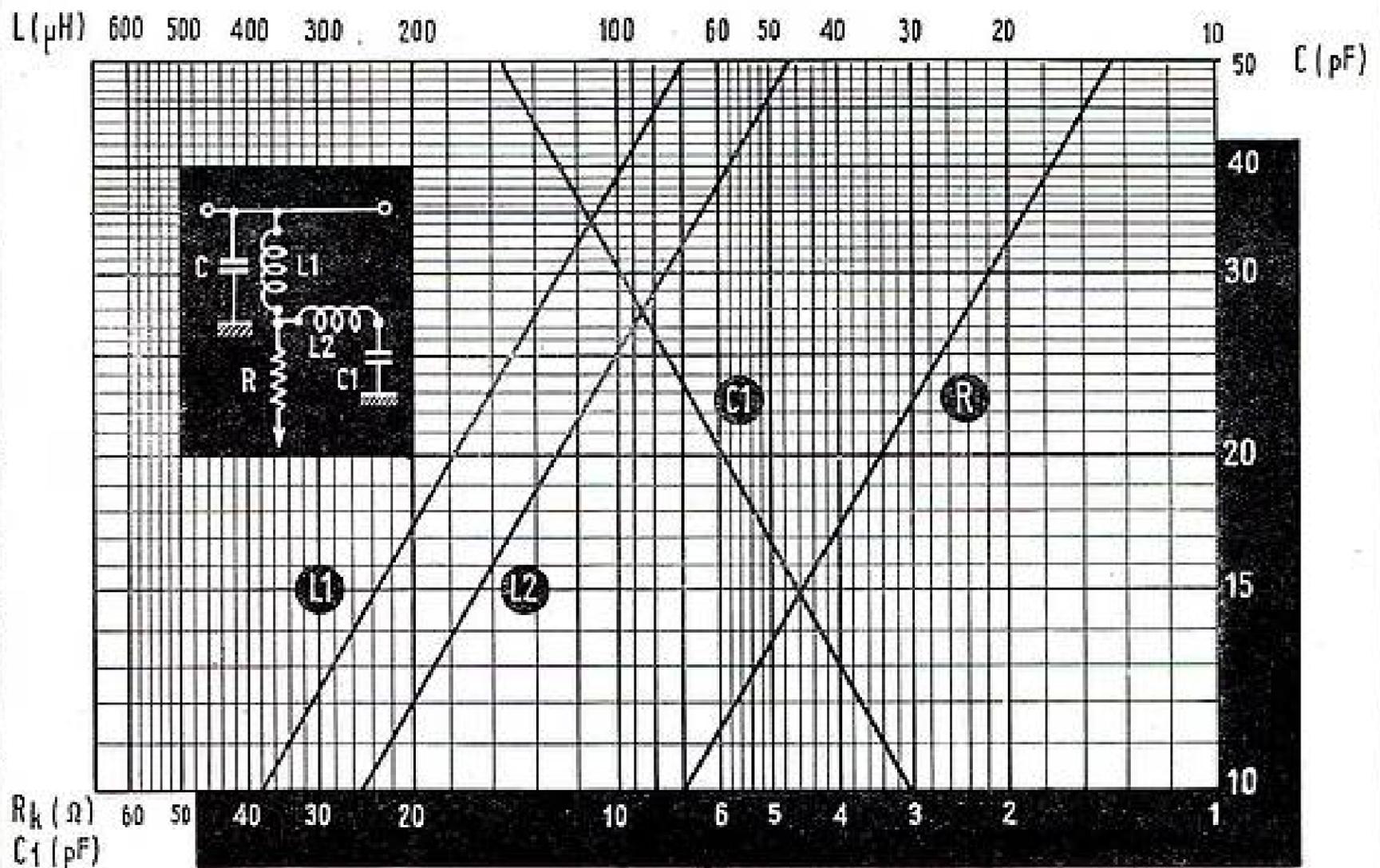
Les gros constructeurs portent un très vif intérêt au développement de la télévision en Amérique du Sud, surtout depuis que le gouvernement ne délivre plus de permis de construire de nouvelles stations aux États-Unis, et que des équipements d'émission leur restent en stock... Ils insistent sur la nécessité d'adopter un même standard pour tout le continent américain, standard qui serait naturellement celui en service aux U.S.A.

La valeur de leurs arguments est toutefois fortement diminuée par celle des arguments contraires que les mêmes constructeurs font valoir pour justifier l'adoption sur le continent européen d'un standard qui y est inconnu et qui serait, l'auriez-vous deviné, le standard américain...

● Made in U. S. A. toujours, cette ébénisterie de téléviseur qui met en évidence les grandes dimensions de l'image. On notera que le coefficient d'utilisation de la surface utile du tube, à fond plat bien entendu, est très élevé, et que le nombre des boutons de commande s'élève à quatre seulement.



La perspective fausse probablement beaucoup l'aspect de l'ébénisterie qui doit être assez profonde. Les Américains (safety first!) ont une grande répugnance à laisser la queue des tubes, même bien protégée, dépasser à l'arrière. On ne saurait les en blâmer. A en croire les photographies publicitaires, le public d'outre-Atlantique est infiniment moins difficile que le nôtre en ce qui regarde les ébénisteries, et ceci facilite cela.



ABAQUE POUR LE CALCUL DE LA CORRECTION COMPENSÉE

Les inévitables capacités parasites qui shuntent la résistance de charge de la détectrice ou de l'amplificatrice V. F. entraînent une baisse de l'amplification aux fréquences élevées.

Pour compenser cette chute d'amplification on fait appel à divers procédés de correction tels que les corrections shunt, série ou mixte, pour lesquelles nous avons donné des abaques dans nos précédents numéros.

L'abaque ci-dessus s'applique à la correction shunt compensée, susceptible de donner un gain presque deux fois supérieur à la correction shunt simple.

La schéma de montage en est indiqué; on voit que la correction est du type dipole.

On a pris comme limite supérieure de la pulsation

$$\omega = 22 \times 10^6$$

qui correspond sensiblement à une fréquence de 3,5 MHz.

L'abaque donne immédiatement les valeurs des éléments, connaissant l'un quelconque d'entre eux.

En général, c'est la capacité parasite shunt totale C qui est connue; on l'a donc portée en abscisses.

Les formules utilisées sont :

$$X = 1/C\omega,$$

$$L_1 = 1,8 X/\omega,$$

$$L_2 = 1,2 X/\omega,$$

$$R = 1,5 X,$$

$$C_1 = 0,3 C.$$

Par exemple, si

$$C = 30 \text{ pF},$$

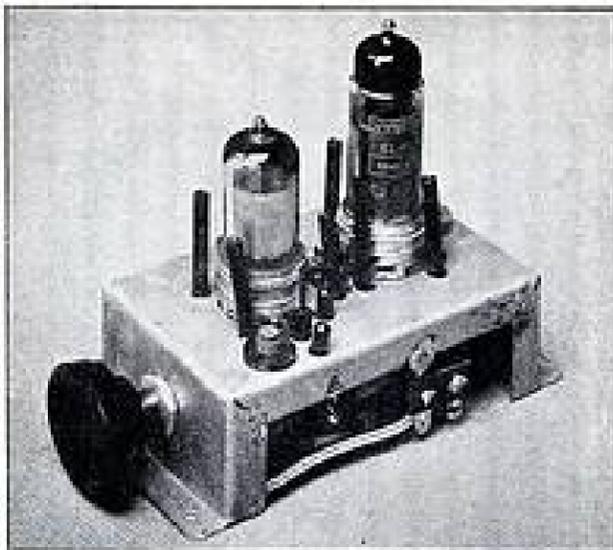
on a immédiatement

$$R = 2.250 \text{ ohms},$$

$$C_1 = 9 \text{ pF},$$

$$L_1 = 122 \text{ } \mu\text{H},$$

$$L_2 = 82 \text{ } \mu\text{H}.$$



BIREFLEX

RECEPTEUR DE SON DE CONCEPTION
ORIGINALE. SES DEUX TUBES AMPLI-
FIANT SIMULTANEMENT EN H.F. ET B.F.

DEUX VARIANTES:
← ALTERNATIF — TOUS COURANTS →

travers le châssis, par un trou ménagé à cet effet, le plus près possible des bobinages ou des supports de lampes.

Le câblage est effectué presque sans fil de connexion; on soude les fils des éléments qui se trouvent liés.

Exécution du châssis

Le châssis est de petites dimensions, il ne mesure que 100 mm de long sur 42 mm de large et 21 mm de haut dans la longueur; on ne peut pas compter les deux rebords servant à la fixation, soit 29 mm au plus.

Pour une réalisation pratique, ce châssis sera fait en tôle étamée de 0,10 de mm d'épaisseur environ, ce qui permet de faire de bonnes soudures de manière discrète sur le châssis. Il pourra être traité sans trop facilement, sans beaucoup d'outillage, avec deux variétés tenant lieu de plumeau.

Après avoir traité, décapé et percé le côté aux dimensions indiquées sur le

plan (fig. 1) on pliera les rebords A et A' sur toute la longueur, à l'aide des deux coins.

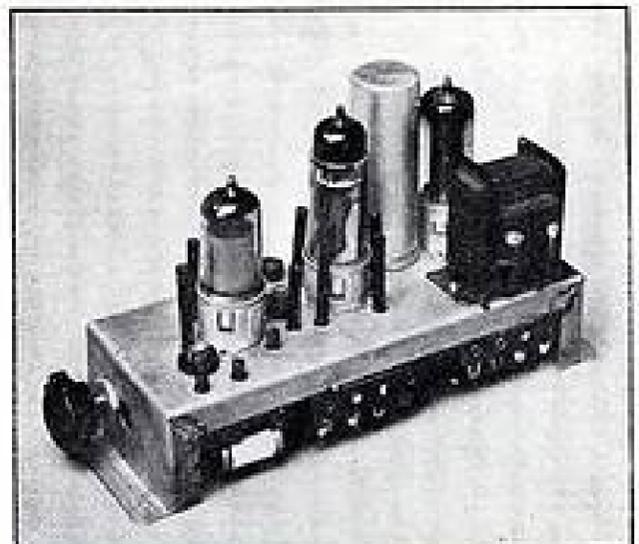
Pour plier les coins B et B', il est nécessaire de mettre une règle d'appui sur l'intérieur du châssis de manière à ne pas briser les rebords A et A'.

Il ne reste plus, après qu'a plié les rebords de fixation, ce qui s'offre comme difficulté.

Fonctionnement

Le B.F. sera en polarité sur le récepteur sans de réception simple ou, à défaut, sur une petite antenne, remplie au démarrage par un condensateur électrolytique de 10 µF, relié à la grille de commande de la EAF42, qui fonctionnera d'abord en amplificateur H.F. triode, et ensuite, en amplificateur H.F. pour alimenter le H.F.

La cathode est décapée sur chaque côté (jonction lat.) par des condensateurs électrolytiques de 100 µF, pour rendre le H.F.



Ce récepteur se compose de deux lampes, mais sa sensibilité est excellente, et avec une poire recevant confortablement dans un rayon de 50 km. Cette sensibilité est due au montage spécial des deux tubes qui amplifient d'abord en H.F. et ensuite, après détection, en B.F.

Ce montage, bien étudié, est très stable

malgré sa complexité apparente, et plusieurs réalisations nous ont permis d'être satisfaites, sans autre aide en point qu'un réglage des transformateurs H.F.

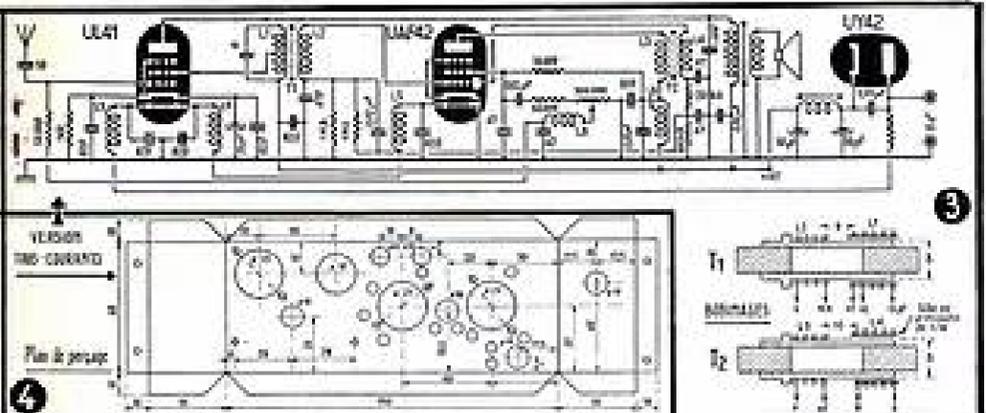
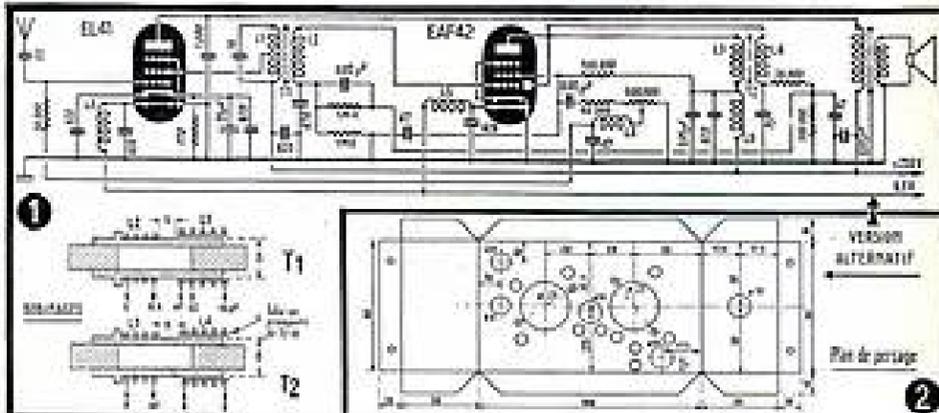
Il est nécessaire de faire des connexions très courtes; la base des transformateurs doit être alignée au plus près par des condensateurs de découplage placés à

avec la masse. Il est nécessaire de découpler les deux parties de cathode, sans cela, il pourrait se produire un accrochage. On agira en parallèle sur la sortie secondaire (jonction) d'un condensateur électrolytique de 25 microfarads qui rendra le H.F. vers la masse.

La polarisation est obtenue par le triode

tant de 170 ohms branchés entre cathode et masse.

Le H.F. amplifié est branché sur la grille-terre qui est couplée à la grille de commande de la EAF42 par un transformateur H.F. E. Il est à remarquer que le primaire est fonctionnel, cela est nécessaire, car la partie H.F. fonctionne en triode.



la résistance interne est faible, ce qui amortirait trop le primaire sans cette précaution.

La base du primaire est découplée par un condensateur céramique de 820 pF, et la base du secondaire par 470 pF seulement, valeur assez grande pour écarter la H.F. vers la masse, mais suffisamment faible pour ne pas trop absorber les aigües de la B.F. comme nous le verrons par la suite.

La cathode du tube EAF42 est connectée directement à la masse, la polarisation étant assurée par la tension antifading.

La grille-écran de ce tube est alimentée par une résistance de 0,1 M Ω , et n'est découplée que par un condensateur céramique de 47 pF.

La H.F. recueillie sur l'anode est transmise à la diode par le transformateur T₂. La base du primaire est découplée de la H.T. par une bobine d'arrêt L₂ et un condensateur de 820 pF céramique avec, en parallèle, un condensateur papier de 0,05 microfarad.

La composante B.F. due à la détection est d'abord filtrée par une résistance de 20 k Ω , découplée à ses extrémités par deux condensateurs céramiques de 47 pF, pour la débarrasser de la tension H.F., est ensuite recueillie aux bornes d'une résistance de 0,5 M Ω pour être injectée sur la grille à travers un condensateur de 0,02 microfarad.

La composante continue passe à travers la résistance de 1 M Ω qui est en parallèle avec le condensateur; une autre résistance part de la base du secondaire vers la masse, ce qui divise la tension antifading par deux pour ne pas trop atténuer le volume sonore, car la tension antifading, en agissant sur la grille, règle aussi bien l'amplification H.F. que B.F.

La B.F. amplifiée est recueillie sur la grille-écran, le condensateur de découplage de 47 pF écoule la H.F. à la masse, mais bloque la B.F., qui passe à travers un condensateur de 0,02 microfarad, une résistance de 50 k Ω (pour bloquer la H.F.) et arrive aux bornes d'un potentiomètre de 0,5 M Ω , qui sert au réglage du niveau sonore.

Du curseur de ce potentiomètre, la B.F., après être passée dans une bobine d'arrêt L₃ découplée à la masse par un condensateur de 47 pF pour éliminer la H.F., est injectée sur la grille du tube EL41, à travers une résistance de 50 k Ω qui sert de résistance de charge pour la H.F. venant de l'antenne.

Il est à remarquer que la carcasse du transformateur et le saladier du H.P. sont connectés à la masse pour éviter tout risque d'accrochage B.F.

Pour le chauffage des deux tubes, une des paillettes de contact est directement soudée à la masse et l'autre est alimentée à travers une bobine d'arrêt L₄, découplée par un condensateur céramique de 820 pF pour bloquer et dériver à la masse la composante haute fréquence qui pourrait subsister.

Montage

Après avoir fixé les supports des tubes EL41 et EAF41 et soudé directement sur le châssis les paillettes qui vont à la masse,

sans oublier le blindage central, monter les deux douilles avec embase isolante dans les trous de 8 mm; ensuite, souder sur le rebord supérieur (voir plan de perçage) une barrette à cosses par les cosses de masse.

La barrette doit avoir trois cosses de masse, avec, intercalées deux par deux, quatre cosses isolées. Ces cosses sont, dans l'ordre : masse, antenne, plus haute tension, masse, chauffage, cosse libre, masse.

Souder sur l'autre côté une barrette à cosses, composée d'une cosse isolée et d'une cosse de masse, juste en face de la grille du tube EL41, et qui servira de relais entre le curseur du potentiomètre et la grille; sur ces cosses est soudé un condensateur céramique de 47 pF.

Ensuite, après avoir coupé la connexion de l'armature extérieure des condensateurs céramiques à cinq millimètres environ du corps, les passer, par l'intérieur du châssis, dans les trous (voir photo), et souder la connexion sur la masse du châssis.

Les condensateurs devront pouvoir osciller légèrement, ce qui évitera de les casser au cours des manipulations. Les connexions axiales iront directement sur les paillettes des supports ou seront coupées à quelques millimètres du corps et serviront en même temps de relais pour les résistances, connexions des bobinages, ou condensateurs de couplage.

Ensuite, fixer le potentiomètre de 0,5 M Ω , les cosses tournées vers la droite; souder à la masse la cosse se trouvant vers le fond du châssis. Le condensateur de 25 microfarads sera fixé, au fond du châssis et soudé entre la broche 7 du support EL41 et la masse.

Fixer les transformateurs T₁ et T₂, et souder les connexions soit sur les paillettes, soit sur les condensateurs de découplage.

Le câblage pourra alors être exécuté facilement.

Réglage

Après avoir branché l'alimentation et le H.P. sur le récepteur et s'être assuré que tout est normal, on branchera le générateur H.F. modulé, réglé sur 42 MHz, sur la cosse antenne, ou, à défaut, l'antenne lorsque l'émission a lieu et passe du 800 Hz.

Injecter une tension suffisante pour pouvoir être lue sur le voltmètre de sortie, qui sera branché à travers un condensateur de 0,1 microfarad entre l'anode et la masse.

Régler à peu près les noyaux des transformateurs T₁ et T₂, ensuite rechercher le meilleur couplage en variant la distance entre enroulements L₂ et L₄ pour avoir le maximum de gain.

Parfaire le réglage des noyaux, en dérégulant l'accord du bobinage inverse à celui que l'on ajuste par un condensateur de 50 pF environ.

Recommencer plusieurs fois l'opération de manière à se régler au mieux.

Variante tous courants

Une exécution en tous courants avec son alimentation a été réalisée avec les tubes UL41, UAF41 et UY42.

Ce récepteur, moins sensible et moins

puissant que le précédent, donne toutefois de bons résultats. Son châssis est plus long, pour pouvoir loger l'alimentation (fig. 4).

On constatera quelques différences de schéma; d'abord, le chauffage des tubes se fait en série; comme la tension nécessaire est inférieure à 110 volts (88,6 volts) il faut chuter, dans une résistance, 22 volts environ.

Une résistance C.T.N. (coefficient de température négatif) fera très bien l'affaire; de plus, elle aura l'avantage, au moment de la mise sous tension, de limiter l'intensité, les filaments des tubes étant peu résistants à froid, et la résistance assez grande (3.000 Ω environ). L'inverse se produira lorsque les filaments sont chauds; la résistance ayant augmenté en température ne mesurera plus que 220 Ω environ, ce qui sera juste nécessaire pour absorber 22 volts sous 100 mA.

Une bobine d'arrêt et un condensateur céramique de 820 pF sont nécessaires pour découpler le filament du tube UL41.

La résistance de charge de la grille écran n'est que de 50 k Ω . Ne pas oublier que le transformateur du H.P. doit avoir une impédance de 3.000 Ω au lieu de 7.000 Ω précédemment.

Pour le réglage, se reporter aux indications précédentes.

Nous avons obtenu de bons résultats en nous servant, pour l'antenne, d'un tube de cuivre de 16 mm de diamètre, d'une longueur de 1,66 mètre fixé sur un socle en bois, la connexion à relier au récepteur étant soudée à la base du tube.

Bobinages

Les données pour la réalisation des bobinages sont identiques pour le récepteur alternatif et pour le récepteur tous-courants. Il faut toutefois remarquer que l'on doit régler l'écartement entre primaire et secondaire des deux transformateurs, lors des essais, pour obtenir les meilleurs résultats. Cet écartement est différent pour les deux transformateurs, et est plus grand pour la version tous courants que pour la version alternatif. Les distances indiquées sur les dessins ont été relevées sur les maquettes et constituent une bonne moyenne si l'on ne désire pas « signoler ».

Bobines en spires jointives, fil 20/100, deux couches soie.

L₁ aura 4+4 spires,

L₂ et L₃ 13 spires chacune,

L₄ 12 spires seulement.

Les bobines d'arrêt L₂ et L₄ sont réalisées selon la méthode, bien connue de nos lecteurs, qui consiste à prendre pour mandrins de bobinage des résistances d'au moins 30.000 ohms à corps isolant, du type miniature, dont le diamètre est de 4,5 mm.

L₂ comprend 30 spires jointives de fil émaillé 30/100.

L₄ comprend 75 spires jointives de fil émaillé 10/000.

A titre d'exemple, le récepteur tous-courants a donné d'excellents résultats, avec un simple bout de fil comme antenne, à Lagny, soit à environ 30 km à vol d'oiseau de la Tour Eiffel.

M. DUCHAUSSOY

LIGNES IMAGES

L'expérience a montré que, si le grand public était assez indulgent quant à la finesse de l'image, par contre, il condamnerait systématiquement toute retransmission instable ou, par moment, sautillante.

L'une des conditions primordiales pour arriver à obtenir une image stable et entrelacée est d'obtenir une parfaite séparation des signaux de synchronisation lignes et images. Le retour du spot, que ce soit pour le balayage lignes ou le balayage images, devra être déclenché par des impulsions à front raide. Nous étudierons différentes façons de les obtenir sans toutefois employer un nombre de lampes prohibitif.

Les principales difficultés viendront de la synchronisation images, car, s'il est facile de synchroniser un générateur de dents de scie, avec des impulsions à front raide déclenchées par les signaux de lignes et par eux seuls, par contre, il est difficile d'obtenir à partir des signaux d'images une impulsion à front raide se répétant périodiquement avec la précision nécessaire à un bon entrelaçage. Si les lignes paires, par exemple, ne se trouvent pas exactement à équidistance des lignes impaires, l'interlignage sera détruit car, le plus souvent, du fait de la charge électrostatique acquise au bout d'un certain temps de fonctionnement par l'écran du tube, les lignes ont tendance à se païser.

Dans tout ce qui va suivre, il sera supposé évidemment que les signaux de vision ont été parfaitement séparés de ceux de synchronisation et que les temps de retour des balayages sont rigoureusement constants dans le temps.

I. - ÉTUDE DE LA SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION LIGNES-IMAGES A L'AIDE DE LA CELLE CLASSIQUE : RÉSISTANCE-CAPACITÉ EN SÉRIE.

Cette étude s'impose, car elle est à la base de la plupart des systèmes de séparation. Nous verrons que, sous sa forme la plus simple, elle ne peut conduire à un bon interlignage et que son rendement est mauvais. Ce système a cependant pour lui sa grande simplicité.

Le tri, après séparation, des signaux de synchronisation lignes et images, est une opération complexe et délicate, à laquelle on ne porte pas toujours toute l'attention désirable.

Il est vrai que la documentation que l'on possède à ce sujet est, en général, fragmentaire ou insuffisante. C'est pour remédier à cet état de choses que nous publions l'article de R. Thomas, qui fait le point de la question avec précision et compétence.

Il étudie, dans l'ordre, les procédés classiques de différentiation et d'intégration, l'emploi des lignes, les montages à double-diode, l'utilisation du signal inverse, et enfin le schéma qui fait appel au transistor.

On voit que tous les procédés dont le prix de revient ou la complexité ne sont pas prohibitifs ont été envisagés, et il est certain que la lecture de cette étude s'avèrera fructueuse pour tous les techniciens.

Différentiation des signaux

Soit une tension U que nous appliquons aux bornes du système $R - C$ (fig. 1), soit i le courant qui circule au bout d'un temps t . On aura :

$$V_1 = R i$$

$$V_2 = \frac{Q}{C}$$

mais

$$Q = \int_0^t i dt$$

$$\text{d'où : } U = R i + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (1)$$

Si l'on s'arrange pour que V_1 soit très petit par rapport à V_2 , c'est-à-dire :

$$|R i| \ll \left| \frac{1}{C} \int_0^t i dt \right| \quad (2)$$

on peut écrire :

$$U = \frac{1}{C} \int_0^t i dt$$

et en différentiant les deux membres de l'équation :

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} i$$

$$\text{d'où } i = C \frac{dU}{dt}$$

et par conséquent :

$$V_1 = R i = R C \frac{dU}{dt}$$

Nous voyons donc que la tension aux bornes de la résistance R est proportionnelle à la dérivée de la tension appliquée U .

Reprenons l'hypothèse faite au début, à savoir :

$$|R i| \ll \left| \frac{1}{C} \int_0^t i dt \right|$$

a) Dans le cas d'une tension U sinusoïdale, on aurait :

$$I = I_0 \cos \omega t$$

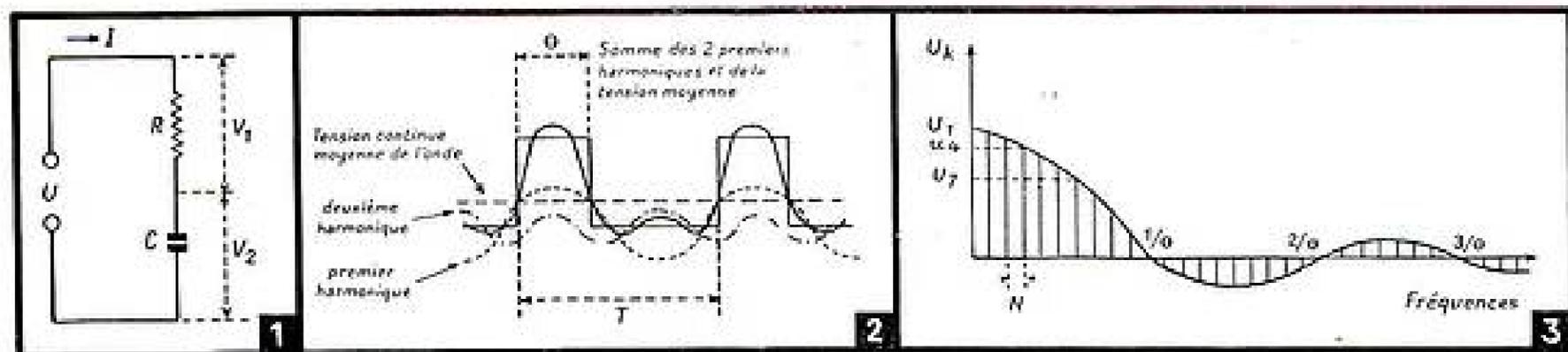


Fig. 1. — Circuit différenciateur. Fig. 2. — Décomposition harmonique d'un signal rectangulaire.

Fig. 3. — Amplitude relative des divers harmoniques.

$$\int I_0 \cos \omega t = \frac{I_0}{\omega} \sin \omega t,$$

$$\text{d'où : } f R I_0 \cos \omega t \ll \left| \frac{I_0}{C\omega} \sin \omega t \right|;$$

comme seules sont à considérer les valeurs maxima atteintes par les tensions V_1 et V_2 sans tenir compte de leur phase, on devra avoir

$$R \ll \frac{1}{C\omega}$$

b) Si la tension U est un signal carré de largeur θ , se reproduisant à la fréquence N , que va-t-il se passer ? (fig. 2).

Le signal carré peut-être décomposé, en série de Fourier, en une infinité d'oscillations sinusoïdales de fréquences égales à la fondamentale et à ses harmoniques. $U(t) = U_0 + U_1 \cos \omega t + U_2 \cos 2 \omega t + \dots + U_k \cos k \omega t + \dots$
 $\omega = 2\pi N$; $N =$ fréquence de la fondamentale $= \frac{1}{T}$.

La valeur des différents facteurs U_1, U_2, \dots, U_k représentant l'amplitude des tensions sinusoïdales de pulsations $\omega, 2\omega, \dots, k\omega$, est donnée par la courbe de la figure 3.

Les traits verticaux sont équidistants, et séparés par une distance correspondant à la fréquence fondamentale N . Cette courbe coupe l'axe des fréquences aux points $\frac{1}{\theta}, \frac{2}{\theta}, \frac{3}{\theta}, \dots, \frac{k}{\theta}, \dots$ etc.

L'ampleur des différents lobes va en décroissant. Les lobes négatifs comprennent les harmoniques pour lesquels le déphasage est de π par rapport aux harmoniques du lobe positif précédent.

Pour qu'un système transmette ou amplifie parfaitement un signal carré, il faut que toutes les fréquences depuis N jusqu'à l'infini soient traitées de la même façon sans distorsion de phase ni d'amplitude. Si l'on se contente de transmettre les fréquences du premier lobe ($f = N$ à $f_c = \frac{1}{\theta}$), on aura un signal présentant la forme de la figure 4 a.

Pour reproduire convenablement les bords abrupts de l'impulsion, il faudra passer la fréquence $\frac{5}{\theta}$. Le signal aura alors à peu près la forme de la figure 4 b.

Par conséquent, pour une qualité de signal identique, plus le signal sera court, plus le système auquel il est appliqué devra avoir une bande passante large, car ce sont les harmoniques de rang élevé qui donnent les flancs abrupts requis pour une impulsion courte de qualité.

Par exemple pour $\theta = 1 \mu s$ il faudra passer la fréquence $\frac{5}{\theta} = 5 \text{ MHz}$;

Pour $\theta = 4 \mu s$ il faudra passer la fréquence $\frac{5}{\theta} = 1,25 \text{ MHz}$;

Pour $\theta = 7 \mu s$ il faudra passer la fréquence $\frac{5}{\theta} = 0,71 \text{ MHz}$.

Si la fréquence de répétition du signal est N ($N =$ fréquence de la fondamentale $=$ fréquence du 1^{er} harmonique), il faudra

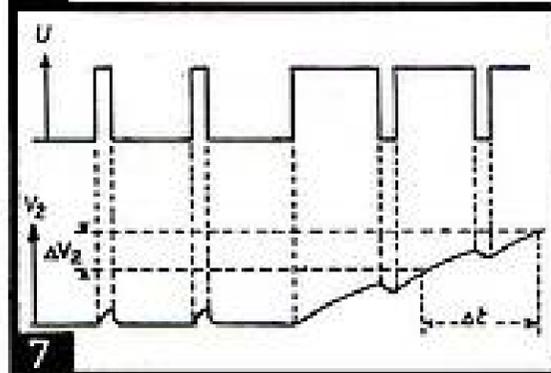
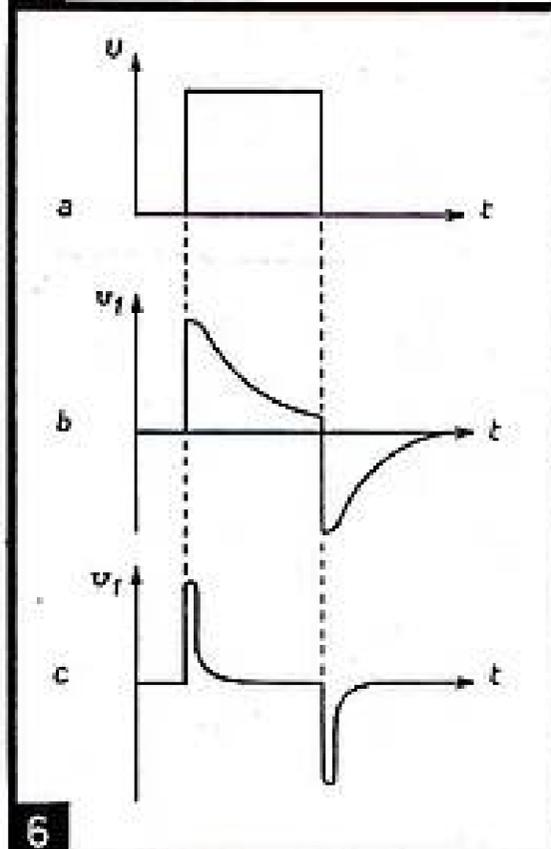
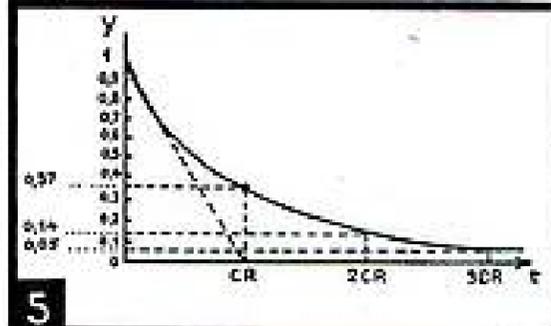
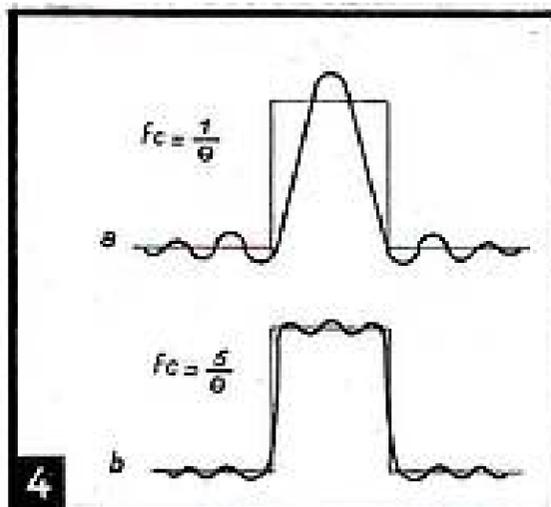


Fig. 4. — Aspect du signal transmis.

Fig. 5. — Courbe de décharge.

Fig. 6. — Effet de la différenciation.

Fig. 7. — Effet de l'intégration.

passer les $\frac{5}{N\theta}$ premiers harmoniques.

Exemple : Signal lignes de télévision à 450 lignes ($\theta = 7 \mu s$).

Ces signaux se répètent environ $450 \times 25 = 11.200$ fois par seconde, d'où $N = 11.200$. Il faudra donc tenir compte du 64^e harmonique :

$$\frac{106 \times 5}{11.200 \times 7} = 63,5.$$

Après cette digression nécessaire pour bien comprendre le fonctionnement du circuit, revenons à nos moutons.

Dans le cas des signaux carrés, pour que le système différentiateur puisse vraiment différencier, il faut que l'on ait $R \ll \frac{1}{C\omega}$ non seulement pour la fondamentale, mais pour la $\frac{5}{N\theta}$ ième harmonique.

Cette fréquence correspond pour les signaux de synchronisation lignes à 710 kHz environ. Si l'on prend $C = 20 \text{ pF}$,

on aura : $\frac{1}{C\omega} = 11.000$ ohms environ.

On pourra, au maximum, prendre $R = 10.000 \Omega$, ce qui est une limite, car on ne peut vraiment considérer Ω comme très grand par rapport à $10\dots$ La différenciation sera tout juste acceptable.

On pourrait évidemment prendre R plus petit, mais alors la tension différenciée recueillie V_1 serait pas trop faible par rapport à la tension appliquée U .

Avec les valeurs habituellement employées :

$$C = 50 \text{ pF}; R = 50 \text{ k}\Omega$$

la différenciation est très imparfaite. En effet, on obtient une constante de temps :

$$CR = 2,5 \mu s.$$

Par conséquent, compte tenu de la courbe de la figure 5, pour que C se soit chargé ou déchargé à 95 %, il faut un temps $t = 3 CR$. On obtiendra donc, avec les valeurs adoptées ($\theta = 7 \mu s$; $3 CR = 7,5 \mu s$), pour l'impulsion de la figure 6a, la courbe différenciée 6b alors que l'on voulait obtenir la courbe 6c.

Intégration des signaux

Reprenons l'équation (1) et supposons que: $RI \gg \frac{1}{C} \int I dt$ (3)

cette équation se réduit alors à

$$U = RI, \text{ d'où } I = \frac{U}{R}$$

Aux bornes de C on aura :

$$V_2 = \frac{1}{C} \int I dt = \frac{1}{C} \int \frac{U}{R} dt = \frac{1}{CR} \int U dt,$$

ce qui montre bien que, aux bornes de C , on a une tension proportionnelle à l'intégrale de la tension U appliquée.

La condition (3) s'écrit $R \gg \frac{1}{C\omega}$; nous

voyons, ici, qu'il suffit qu'elle soit remplie pour la fondamentale, car elle le sera a fortiori pour les harmoniques.

La fréquence de répétition des signaux d'images est d'environ :

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{70 \mu s} = 14,3 \text{ kHz.}$$

Si l'on prend $C = 1.000 \text{ pF}$,

$$\frac{1}{C\omega} = 11 \text{ k}\Omega;$$

pour avoir une véritable intégration, c'est-à-dire pour que la courbe $V_2(t)$ soit une droite, il faudrait que R soit au moins supérieur à $100 \text{ k}\Omega$. CR serait alors grand et, pendant la durée d'un signal, seule une faible partie de la courbe de charge de C serait utilisée. Mais la tension recueillie V_2 serait par trop faible, ce qui conduit dans la pratique à adopter la valeur de $30 \text{ k}\Omega$ pour R .

L'inconvénient est qu'on obtient alors une courbe arrondie de la forme indiquée figure 7, ne donnant qu'une faible variation de tension ΔV_2 pour une grande variation de temps Δt . L'interlignage est donc pratiquement impossible.

Le rendement de ces procédés de différenciation et d'intégration est mauvais, car, pour la dérivation, on doit prendre la tension dérivée aux bornes de la résistance, et, par principe, V_1 doit être faible vis-à-vis de V_2 . De même, pour l'intégration, la tension intégrée V_2 est prise aux bornes de C , et le bon fonctionnement du dispositif veut alors que V_2 soit faible vis-à-vis de V_1 . Nous verrons, plus loin, d'autres procédés, moins simples, mais plus efficaces.

Bande passante.

Avant de terminer, et pour éviter toute confusion sur la question de la bande passante pour un signal carré qui a été seulement effleuré, il est utile d'attirer l'attention du technicien sur le fait que, pour conserver, dans la reproduction d'une impulsion, la qualité que lui donne la transmission de tous les harmoniques jusqu'à la fréquence $\frac{5}{\Theta}$ il faut que les fréquences soient toutes transmises sans distorsion de phase ou d'amplitude.

Cela conduit à prendre une fréquence de coupure f_c ($f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ pour un étage

amplificateur vidéo-fréquence non compensé) nettement supérieure à la dernière fréquence à transmettre. Pour déterminer cette fréquence, il est, en général, plus commode d'abandonner la décomposition du signal carré en oscillations sinusoïdales, et de raisonner directement sur l'impulsion.

Considérons, par exemple, le montage classique d'amplification à résistance. Tous les ennuis viennent de ce qu'il est impossible de supprimer totalement les capacités parasites (lampes, câblage, etc...), qui shuntent la résistance de charge (fig. 8).

Lorsque l'impulsion apparaît sur la plaque, la capacité C_T se charge. Elle se déchargera à la fin de l'impulsion.

On aura sur la grille, en supposant qu'il n'y ait aucune sur-oscillation, une courbe de la forme de la figure 9.

C_T sera chargée ou déchargée à 95 % de la valeur de l'impulsion au bout d'un temps égal à $3 CR = \tau$ (fig. 5). Si l'on prend $\Theta = k\tau$, k caractérisant la distorsion admise, on aura :

$$\Theta = 3 k CR,$$

ce qui donne pour l'amplificateur vidéo

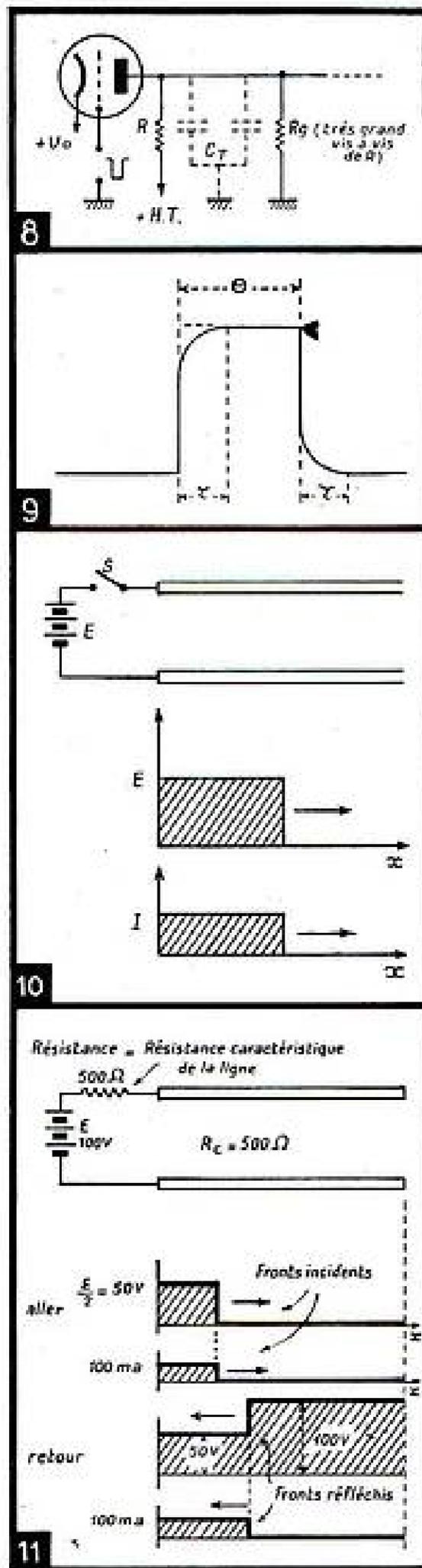


Fig. 8. — Capacités parasites.

Fig. 9. — Distorsion caractéristique.

Fig. 10. — Propagation sur une ligne.

Fig. 10. — Effet de la réflexion.

une fréquence de coupure de :

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR}; f_c = \frac{3k}{2\pi\Theta} \text{ avec } k = \frac{\Theta}{\tau}.$$

Dans le cas d'une impulsion de lignes, $\Theta = 7\mu\text{s}$, et si l'on prend $k = \frac{\Theta}{\tau} = 20$, on a :

$$f_c = \frac{3 \times 20}{2\pi \times 7} = 1,4 \text{ MHz.}$$

Nous voyons que c'est environ deux fois plus que la fréquence la plus élevée à transmettre sans distorsion de phase ou d'amplitude, la distorsion admise correspondant, à peu près, à celle du signal privé de ses fréquences supérieures à $\frac{5}{\Theta}$.

La bande passante d'un récepteur de télévision devant être, en moyenne définie, de 3,7 MHz pour les signaux de vision, il n'y a nulle crainte à avoir pour les signaux de synchronisation, du côté des fréquences élevées tout au moins.

★ ★ ★

II. — SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION LIGNES ET IMAGES A L'AIDE DE LIGNES.

Les signaux de synchronisation se distinguant, non pas par leur amplitude, mais par leur durée, les lignes sont devenues d'un emploi assez courant en télévision, soit pour retarder un signal, soit pour utiliser les réflexions qui se produisent lorsqu'elles ne sont pas fermées sur leur résistance caractéristique. Nous allons passer en revue quelques-unes de leurs propriétés, et nous donnerons un exemple d'application pour la séparation des signaux de synchronisation images de ceux de lignes.

Ligne naturelle bifilaire.

Une ligne bi-filaire naturelle est constituée par deux fils parallèles, que nous considérons pour le moment de longueur infinie. Nous supposons, pour simplifier, qu'elle n'est pas amortie, c'est-à-dire qu'elle n'a pas de résistance ohmique propre et que sa perditance est nulle, c'est-à-dire qu'il n'y a aucune fuite de courant entre les deux fils de la ligne.

Ces hypothèses faites, la ligne se trouve entièrement caractérisée par sa self-induction linéaire L_1 et sa capacité linéaire C_1 . L_1 et C_1 sont la self-induction et la capacité uniformément réparties le long d'une certaine longueur de la ligne, longueur que nous prendrons égale à l'unité. L_1 , self-induction unitaire, et C_1 , capacité unitaire, ne dépendent que du diamètre des fils et de leur écartement.

Soit E , une source de tension continue branchée à une extrémité de la ligne par l'intermédiaire de l'interrupteur S , l'autre extrémité étant indéfinie. Lorsque l'on ferme S , une onde de tension et une onde de courant vont se propager le long de la ligne à une vitesse finie (fig. 10).

Calculons cette vitesse.

Soit I , l'intensité du courant qui a pris naissance, et soit t le temps mis par l'onde pour se déplacer d'une longueur unité. Pendant le temps t , la source E a fourni

une quantité d'électricité $Q = It$ qui apparaît sous forme de charge $C_1 E$ dans la ligne :

$$Q = It = C_1 E \quad (1)$$

Au fur et à mesure que le front de courant I progresse dans la ligne, il crée un flux magnétique $\Phi = LI$ entourant les conducteurs. La variation de ce flux crée l'onde de tension $E = \frac{d\Phi}{dt}$ ou $E t = \Phi$

$$\Phi = L_1 I = E t. \quad (2)$$

Des équations (1) et (2), on déduit :

$$t = \sqrt{L_1 C_1} \quad (3)$$

La vitesse de propagation est donc :

$$\frac{1}{t} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Cette vitesse de propagation pour une ligne dans l'air et non amortie est constante et égale à la vitesse de la lumière. Dans les lignes naturelles, L_1 et C_1 ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Dans le cas de lignes artificielles, où L_1 et C_1 peuvent être choisis à volonté, la formule (3) reprendra toute son utilité.

Du point de vue impédance, cette ligne se présente comme une résistance de valeur :

$$R_c = \frac{E}{I} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Cette valeur est appelée *résistance caractéristique de la ligne*.

Jusqu'à présent, nous avons considéré la ligne comme infinie; pratiquement, ceci n'est jamais réalisé, mais si on ferme un tronçon de ligne sur sa résistance caractéristique R_c , tout se passe comme si la ligne était véritablement infinie. Autrement dit, l'onde qui se propage, arrivée au bout de la ligne, disparaît comme si elle continuait son chemin vers l'infini. Il n'y a pas de réflexion.

Si on laisse l'extrémité de la ligne en circuit ouvert, que va-t-il se passer?

Au départ, rien de changé tant que l'onde n'a pas atteint l'extrémité de la ligne; le générateur E peut toujours supposer qu'elle est infinie.

A l'instant précis où l'onde atteint l'extrémité, où forcément le courant doit être nul, une onde que l'on pourra considérer comme réfléchiée va prendre naissance et se propager en sens inverse de l'onde incidente, et à la même vitesse. Ce faisant, tous les points atteints par ce nouveau front d'onde seront parcourus, si l'on peut

s'exprimer ainsi, par un courant nul $I + (-I) = 0$ (fig. 11).

La tension, au retour sera la tension de la source E . En effet, l'onde réfléchiée a un courant $(-I)$ de sens contraire à celui de l'onde incidente. Par conséquent, le champ magnétique créé par ce courant est également de sens contraire. Le flux Φ réfléchi est de sens contraire au flux Φ incident. De plus, la variation de ce flux est également changée de signe, puisque $d\Phi$ incident est créé par I passant de Φ à la valeur I , et $d\Phi$ réfléchi par I passant de la valeur I à la valeur Φ . Le résultat de ce double changement de signe est que la tension de l'onde réfléchiée est de même signe que celle de l'onde incidente.

Le front de l'onde de retour aura donc une tension double de celle de l'aller. Au moment où ce front atteindra l'extrémité de la ligne côté source, il n'y aura plus de réflexion, car on aura pris la précaution de placer en série avec celle-ci une résistance égale à R_c . L'état final est donc : courant nul, et ligne chargée à la tension E .

Si, à l'entrée de la ligne, on applique un signal carré, d'une durée telle que le front réfléchi atteigne la source avant que le signal ait cessé, on aura, à ses bornes, une tension double de celle de l'onde incidente. Si la durée de l'impulsion est trop courte pour cela, cette tension double se trouvera, non plus à l'entrée de la ligne, mais en une autre zone correspondant évidemment au croisement de l'onde incidente et de l'onde réfléchiée (fig. 12).

Examinons maintenant le cas où la ligne est court-circuitée à son extrémité.

Ce n'est plus le courant qui doit être nul à l'extrémité, mais la tension. L'onde réfléchiée a donc une tension de polarité opposée à celle de l'onde incidente. Comme le courant a évidemment changé de signe, la variation de flux $d\Phi$ de l'onde réfléchiée devra garder le même signe que pour l'onde incidente. Au retour, le courant passera de la valeur I à la valeur $2I$ (fig. 13).

Si on applique un signal carré, on aura donc les résultats de la figure 14.

Ligne artificielle

On peut grouper la self-induction et la capacité réparties sur une longueur L des fils d'une ligne, en une cellule formée (fig. 15) d'éléments qui représentent, en

quelque sorte, la concentration des self-inductions et capacités uniformément étalées le long de cette portion L de la ligne. Une seule petite cellule de dimension très réduite peut donc se comporter du point de vue électrique comme plusieurs centaines de mètres de fils. Pour représenter une ligne de longueur nL , il faudra donc n cellules.

Quelques précautions sont cependant à prendre.

a) Cas où des tensions sinusoïdales sont appliquées.

Pour que la correspondance reste bonne, il faut que la rotation de phase d'un bout à l'autre de la section soit faible.

Autrement dit, la section ne peut représenter qu'une petite partie de la longueur d'onde. On notera la multiplication des sections pour représenter une même longueur de ligne, lorsque la fréquence croît.

Chaque cellule est, en fait, un filtre passe-bas et se comporte comme tel. La ligne artificielle ne pourra donc pas représenter la ligne naturelle pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure f_c de ses cellules :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C}} \quad (4)$$

b) Cas où des signaux carrés sont appliqués.

Si Θ est la durée de l'impulsion, nous avons vu que, pour transmettre d'une façon acceptable cette impulsion, il faut que la cellule ait une bande passante d'au moins N à $\frac{5}{\Theta}$. En général, aucune précaution n'est à prendre du côté des fréquences basses, mais, du côté des fréquences élevées, il faudra veiller à ce que la fréquence $\frac{5}{\Theta}$ soit passée sans distorsion.

Comme la coupure n'est jamais brutale, une distorsion en phase et amplitude apparaît pour les fréquences légèrement inférieures à $\frac{5}{\Theta}$, et crée une variation de R_c et de la vitesse de propagation. Il faudra donc prendre une certaine marge pour fixer f_c .

Supposons une ligne artificielle telle que l'on puisse l'assimiler à une ligne naturelle de résistance caractéristique $R_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$

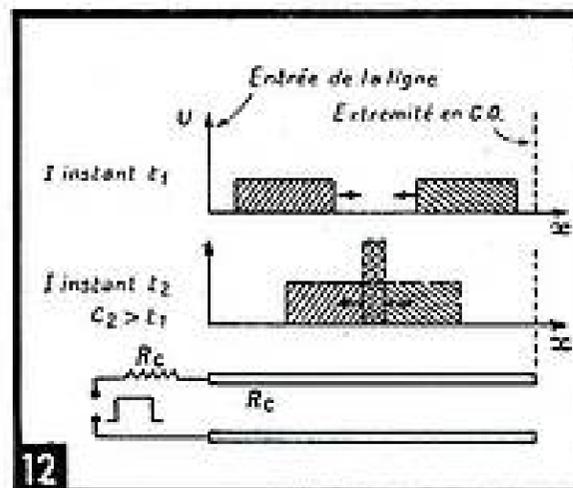


Fig. 12. — Superposition des ondes incidente et réfléchiée.

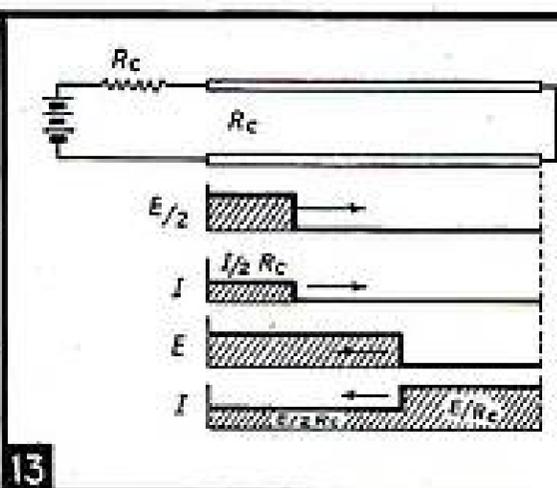


Fig. 13. — Cas de la ligne court-circuitée.

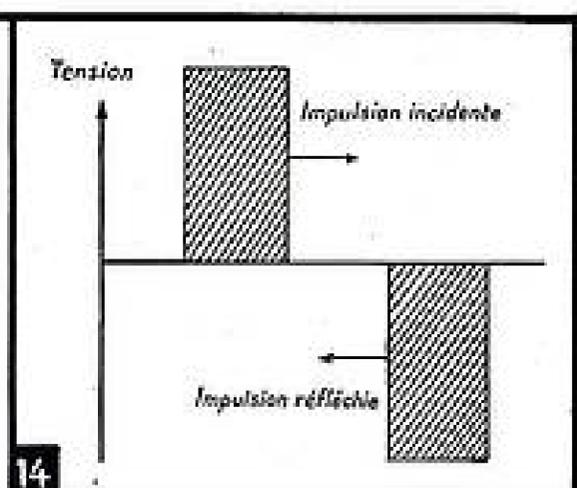


Fig. 14. — Application à un signal rectangulaire.

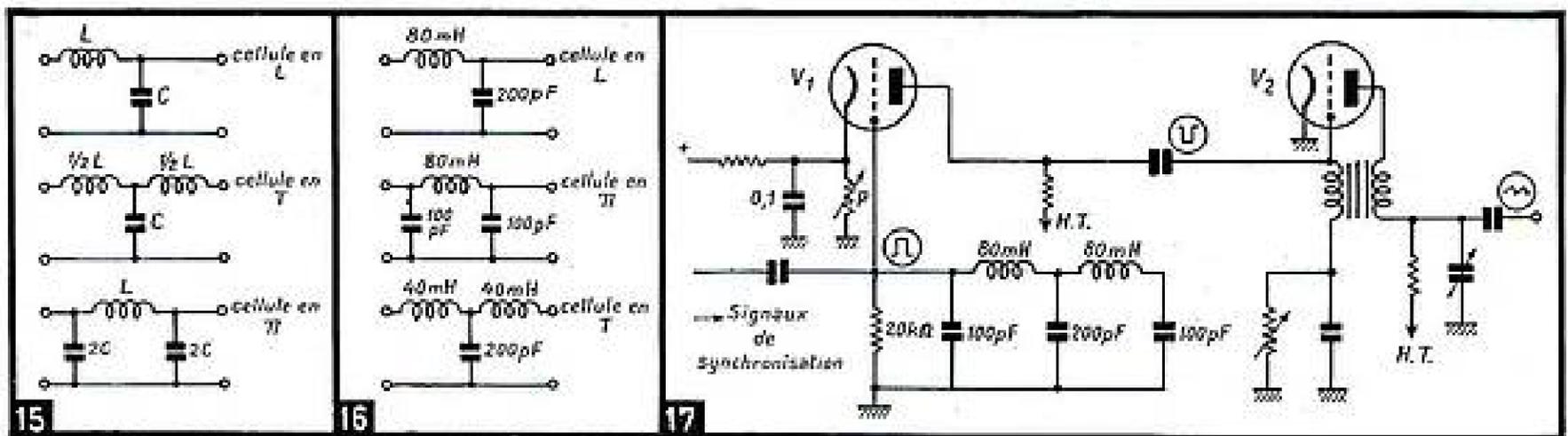


Fig. 15. — Filtrés passe-bas.

Fig. 16. — Valeurs calculées.

Fig. 17. — Exemple pratique d'utilisation d'une ligne artificielle.

On a vu que la vitesse de propagation était $v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$.

Pour parcourir une distance l , un front d'onde mettra un temps :

$$\tau = \frac{l}{v} = l \times \sqrt{L_1 C_1} = \sqrt{l L_1 \times l C_1}.$$

Posons :

$$l L_1 = L \text{ et } l C_1 = C$$

L et C seraient la self-induction et la capacité d'un tronçon de ligne artificielle tel que l'onde, pour le parcourir, mette le même temps que pour parcourir une longueur l de ligne naturelle.

Notons en passant que pour que $l L_1$ et $l C_1$ restent constants, quelle que soit la fréquence, il faut faire appel à l'hypothèse faite précédemment.

L'impédance caractéristique est toujours :

$$R_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{L}{C}};$$

la fréquence de coupure, on l'a vu, est :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C}}$$

De ces valeurs, nous déduisons facilement :

$$\tau = \text{temps de retard apporté par une cellule} = \frac{1}{\pi f_c} \quad (5)$$

$$L = \frac{R_c}{\pi f_c} \quad (6)$$

$$C = \frac{1}{\pi R_c f_c} \quad (7)$$

Nous avons maintenant tous les renseignements nécessaires pour comprendre et calculer une ligne de retard permettant de séparer les signaux de synchronisation images de ceux de lignes.

Tout d'abord, déterminons la fréquence de coupure de notre cellule. Le top images, de 70 μ s environ, nécessite, pour ne pas être trop déformé, une fréquence de coupure de 71 kHz. Pour éviter les distorsions, provenant du fait que le retard croît de façon sensible en fonction de la fréquence au voisinage de f_c , nous nous fixerons $f_c = 80$ kHz.

Le retard apporté par une section sera :

$$\tau = \frac{1}{\pi f_c} = \frac{1}{\pi \times 80 \times 10^3} = 4 \mu\text{s}.$$

Choix de la résistance caractéristique

Cette ligne étant destinée à être placée dans la grille, on a intérêt à choisir un R_c assez grand; ceci peut s'obtenir en diminuant C ou en augmentant L .

C ne peut être inférieur à la somme des capacités parasites (capacité d'entrée de la lampe, capacité du câblage, etc.), L ne peut être trop augmenté sans tomber dans un encombrement prohibitif et faire apparaître une capacité shunt importante. Compte tenu de ces diverses considérations nous prendrons : $R_c = 20$ k Ω .

On en déduit :

$$L = \frac{20 \times 10^3}{\pi \times 80 \times 10^3} = 80 \text{ mH}$$

et :

$$C = \frac{1}{\pi \times 20 \times 10^3 \times 80 \times 10^3} = 200 \text{ pF}$$

Notre cellule pourra donc être constituée de l'une des trois façons indiquées figure 16.

Nous adopterons, par exemple, la cellule en π .

Combien de cellules faut-il prendre ?

Il faut que, lorsque, à l'entrée de la première cellule, le top de lignes cesse, le front avant de ce top qui, depuis 7 μ s déjà, se propage le long de la ligne, ne soit pas encore revenu à son point de départ. Nous voyons qu'en mettant 2 cellules (retard total de la ligne artificielle 8 μ s), le signal lignes sera terminé alors que son front avant ne sera pas encore arrivé à l'extrémité. Il reste donc une marge de plus de 8 μ s, ce qui est largement suffisant.

Pour les signaux images, la condition de coïncidence à l'entrée des impulsions incidentes et réfléchies est largement remplie.

Par conséquent, pour eux seuls, aurons-nous sur la grille une tension double du signal incident. C'est ce que l'on désire. Cette tension sera utilisée pour la synchronisation de l'oscillateur en dent de scie vertical.

Remarque 1. — Nous avons vu, formule

$$(5), \text{ que } \tau = \frac{1}{\pi f_c}.$$

$$\text{Soit } T_c = \frac{1}{f_c} \text{ on aura } \frac{T_c}{\tau} = \pi.$$

Autrement dit, la période correspondant à la fréquence de coupure est égale à π fois le retard apporté par une cellule. Comme la fréquence la plus élevée du top à transmettre est inférieure à f_c , la rotation maximum de phase d'un bout à l'autre de la section sera inférieure à $\frac{360}{3,14} = 110^\circ$

ce qui est encore acceptable. Néanmoins, du point de vue électrique, il serait préférable de choisir f_c plus grand. L'inconvénient est que ceci conduirait, pour avoir le retard désiré, à mettre une cellule supplémentaire, et à augmenter l'encombrement et le prix.

Remarque 2. — La ligne de retard que nous venons de calculer déformera complètement les impulsions de lignes. Pour s'en rendre compte, il suffit d'ailleurs de les regarder à l'oscilloscope. En effet, la fréquence de coupure choisie est de 80 kHz, alors qu'il faudrait, pour une transmission correcte de ces signaux, une fréquence de coupure de 800 kHz environ.

Remarque 3. — Dans tout ce qui a été dit, on a supposé que la résistance ohmique et la perdite étaient nulles. Il faudra donc, dans la constitution de la ligne, essayer de s'en rapprocher le plus possible : bobines de bonne qualité, peu résistantes, condensateurs au mien à faibles pertes, etc.

On blindera de préférence chaque cellule, afin d'éviter toute interaction.

Montage pratique

La figure 17 donne un montage pratique possible. Le potentiomètre P fixe la tension de cathode à un niveau tel que la lampe ne soit débloquée que pour les tops d'images d'amplitude double (incident + réfléchi). Naturellement, V_1 est une lampe à pente fixe à cut-off bien marqué. V_2 est la génératrice de dents de scie verticales, un blocking en l'occurrence.

R. THOMAS

(A suivre)

Le standard à 819 lignes étant à présent une chose acquise et des émissions régulières ayant lieu à Paris et à Lille, de nombreux constructeurs se lancent dans la réalisation de récepteurs à haute définition. Nous avons donc pensé rendre service à ceux d'entre eux qui ont entrepris la construction de la mire électronique décrite dans les numéros 1 et 2 de TELEVISION, en leur indiquant de quelle manière la transformer pour l'adapter au nouveau standard.

Le standard haute définition est caractérisé par les données suivantes :

- fréquence porteuse images : 185,25 MHz;
- fréquence porteuse son : 174,1 MHz;
- fréquence images : 50 (soit la même qu'en 441 lignes);
- fréquence lignes : 20.475 (soit environ le double du 441 lignes).

Le mode de modulation reste inchangé et les signaux ne diffèrent que par leur durée.

Ainsi, les modifications à apporter à notre mire sont peu nombreuses.

En ce qui concerne les tops de synchronisation images et le blanking, il n'y a qu'à régler leur durée par comparaison avec l'émetteur. Pour cela, il suffit d'agir sur la tension d'écran de l'EF9 d'une part et de l'EL41 d'autre part.

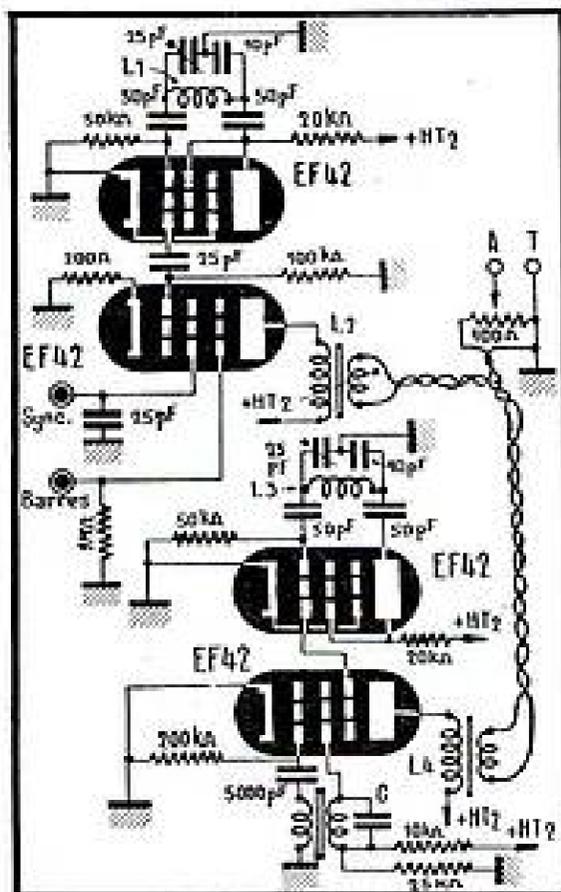
Pour les lignes, la manœuvre du potentiomètre « fréquence lignes » permettra d'atteindre le nombre désiré. Au besoin, diminuer la valeur du condensateur de 200 pF (entre l'enroulement grille du blocking et la grille triode de l'ECF1-3).

La durée des tops sera également réglée par action sur la tension d'écran de l'ECF1-3.

Le nombre de barres, dans chaque sens, étant largement réglable, il est inutile de retoucher aux circuits intéressés. Au besoin, diminuer les valeurs des condensateurs (20.000 pF, ECF1-1 et 50 pF, ECF1-2).

Les circuits mélangeurs « synchroni-

MIRE ÉLECTRONIQUE POUR HAUTE DÉFINITION



Modifications apportées au schéma publié dans notre N° 1

sation lignes et images » et « barres H. et V. » ne sont pas modifiés.

Par contre, étant donné la très haute fréquence porteuse, nous avons remplacé l'ensemble oscillatrice-mélangeuse (ECH3-3) par deux EF42 montées l'une en oscillatrice Colpitts et l'autre en mélangeuse attaquée :

- 1° Sur G_1 pour la haute fréquence;
- 2° sur G_2 pour la synchronisation;
- 3° sur G_3 pour les barres.

La bobine L_1 a les caractéristiques suivantes :

2 spires en fil nu 10/10, pas 2 mm, diamètre 10 mm.

La bobine L_2 comporte également 2 spires en fil nu 10/10, pas 2 mm, mais est bobinée sur noyau Bougault. Le secondaire n'a qu'une spire et est bobiné au milieu du primaire avec isolement par une couche de papier.

En ce qui concerne le son, les bobinages L_3 et L_4 sont les mêmes respectivement que L_1 et L_2 .

On n'a représenté que la partie du schéma qui diffère de la réalisation en 441 lignes.

Toutes les explications concernant la forme des signaux, le réglage, etc., de la mire à 441 lignes sont valables ici. La réalisation est la même, les quatre EF42 qui remplacent les deux ECH3 ne tenant sensiblement pas plus de place.

Pierre ROQUES

La TÉLÉVISION au CANADA

Alors que cinquante pour cent de la production canadienne a pris la voie des États-Unis, en 1949, et que, dans presque toutes les sphères, l'on s'efforce d'augmenter encore le volume des exportations vers notre opulent voisin, le domaine de la télévision, pour sa part, connaît présentement une période d'importation.

C'est, qu'en effet, les ondes hertziennes ne connaissent pas de frontières, et ce qui est vrai de la radio, l'est également de la télévision, pourvu que les distances ne soient pas trop grandes. Cette importation se borne toutefois aux programmes, les constructeurs canadiens, au nombre d'une dizaine, ont produit au cours de l'an passé quelque 10.000 récepteurs pour le million d'habitants de la région ainsi desservie par quatre postes américains dont trois de Détroit et un de Buffalo.

Même si les trois-quarts de ces clients éventuels sont situés à la limite de la portée

normale des stations outre-frontière, la demande des récepteurs est encore trop forte. Aussi, les prévisions pour 1950 sont-elles des plus optimistes, car on est encore loin du point de saturation.

Le prix moyen d'un récepteur est de 375 dollars (110.000 fr) malgré la différence de fréquence entre le secteur à l'émission (60 p/s) et celui des régions intéressées (25 p/s).

Au Canada, la radiodiffusion, surtout en TV, pose de réels problèmes, si l'on considère sa faible population (13.000.000 d'habitants), comparativement à une étendue de près de 10.000.000 km². Les premiers pas sont faits cependant. La Société Radio-Canada vient d'obtenir un prêt de 1.300.000.000 de francs (4.500.000 dollars) du gouvernement, afin de l'aider à supporter les frais d'établissement d'un service de télévision.

Pour l'instant, deux stations sont prévues

pour les villes de Montréal et de Toronto. Les programmes émanant de Montréal seront bilingues avec temps égaux alloués aux deux langues.

Les contrats pour ces deux émetteurs ont déjà été octroyés à des firmes canadiennes au coût de 60.000.000 de francs chacun. Ces deux postes seront probablement en fonctionnement à la fin de 1951 et desserviront environ 800.000 familles.

Ces émetteurs auront une puissance nominale de 5 kW, permettant une puissance effective rayonnée de 15 à 30 kW, grâce à des antennes de gain élevé. Afin de faciliter les échanges de programmes, et en vue d'une liaison éventuelle des deux réseaux, les émissions canadiennes posséderont les mêmes caractéristiques que les émissions américaines, soit 525 lignes, analyse entrelacée, 60 demi-images par seconde, rapport largeur/hauteur égal à 4/3, modulation de fréquence pour le son, modulation négative pour l'image, polarisation horizontale et bande passante de 6 MHz.

De notre correspondant à Ottawa,

G. MATTE

Les bases de temps qui procurent les tensions de balayage pour tubes cathodiques, font partie des dispositifs fondamentaux utilisés aussi bien à l'émission qu'à la réception. A ce titre, leur étude offre donc le plus grand intérêt.

Compte tenu de la variété des montages existants et de la complexité de leur fonctionnement, une telle étude est parsemée de difficultés. Il faut toute la patience de Curiosus (qui ne cherche pas à escamoter les obstacles) et toute la compréhension d'Ignotus pour analyser les principes des bases de temps utilisant des tubes à gaz et des systèmes permettant de réduire la courbure des oscillations en dents de scie engendrées.

En passant, nos deux amis vont également aborder le problème de la synchronisation qu'ils auront encore l'occasion d'évoquer au cours d'entretiens ultérieurs.



SIXIÈME CAUSERIE

LES BASES DES BASES DE TEMPS

Ignotus écrit à Curiosus

Mon cher Curiosus,

Toute patience a des bornes. Celles de la mienne ont été largement dépassées à la fin de notre dernier entretien.

Vous avez adopté à mon égard une attitude moqueuse qui me blesse. Combien de fois, après m'avoir expliqué en détail un dispositif, vous terminez en me disant qu'il n'est pas utilisé en télévision. Ainsi fîtes-vous pour le système mécanique de transmission des images et pour les tubes cathodiques à déflexion par champs électriques. Et, pour couronner l'édifice, vous m'avez bien gentiment exposé le fonctionnement des bases de temps avec tube au néon qui, — vous me l'avez dit à la fin, — ne sont jamais utilisées.

Dès lors, à quoi bon continuer? Ne soyez donc pas surpris de ne pas me rencontrer à l'heure habituelle.

Bien tristement vôtre

IGNOTUS.

Curiosus répond à Ignotus

Mon cher Ignotus,

Votre lettre montre que vous êtes vexé. J'en suis désolé. Mais vous avez tort en m'attribuant l'intention de me moquer de vous.

Il est exact qu'il m'est advenu de vous décrire des dispositifs qui ne sont plus ou qui n'ont jamais été utilisés en télévision. Mais, ce faisant, je ne vous ai pas fait perdre de temps. Car

l'analyse de leur fonctionnement vous a grandement facilité la compréhension de dispositifs plus complexes.

Tel est, en particulier, le cas de l'oscillateur équipé d'une lampe au néon. On ne s'en sert pas du fait qu'il procure des oscillations en dents de scie d'amplitude qui n'est pas réglable à volonté, de forme trop courbée, et difficiles à synchroniser.

Toutefois, j'avais raison d'en examiner avec vous le montage très simple. Cela nous a permis de disséquer aisément le principe de fonctionnement de toutes les bases de temps utilisant la charge d'un condensateur à travers une résistance.

On peut dire que tous ces dispositifs se composent de trois parties essentielles :

1° Le circuit de charge (en l'occurrence, la source de haute tension, la résistance traversée par le courant de charge et le condensateur qui accumule la dite charge);

2° Le commutateur déclenchant la décharge et l'arrêtant au moment propice (c'est la lampe au néon qui, grâce au phénomène de l'ionisation, accomplit ces fonctions);

3° Enfin, le circuit de décharge (qui, dans le montage envisagé, est représenté par la même lampe au néon dont la résistance, faible pendant la durée de l'ionisation, permet une décharge rapide).

Maintenant que vous avez pu analyser le fonctionnement de la plus simple des bases de temps, vous n'aurez aucun mal à comprendre celui des montages plus compliqués. Que diriez-vous, par exemple, de l'introduction d'une grille entre la cathode et l'anode d'une lampe au néon?...

A bientôt, je l'espère. Et sans rancune à l'égard de votre ami
CURIOSUS.

Thyratron = triode à gaz

CURIOSUS. — Je suis bien content de vous revoir, mon cher Ignotus.

IGNOTUS. — Pouvais-je résister à la tentation de mordre à l'hameçon de votre triode au néon? Car c'est bien ainsi qu'il faut l'appeler?

CUR. — Si vous voulez. Mais le nom habituel d'une triode remplie d'un gaz neutre à faible pression (néon, argon ou hélium) est *thyratron*.

IG. — Vous n'allez pas me faire accomplir, avec des tubes à gaz, la même progression qui, naguère, avec des lampes à vide, nous a menés de la diode à l'octode?

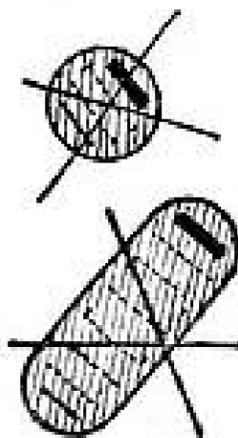
CUR. — Pas de danger. Les trois électrodes du thyratron suffisent pour constituer un excellent

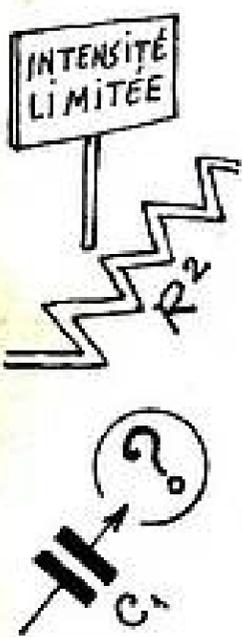
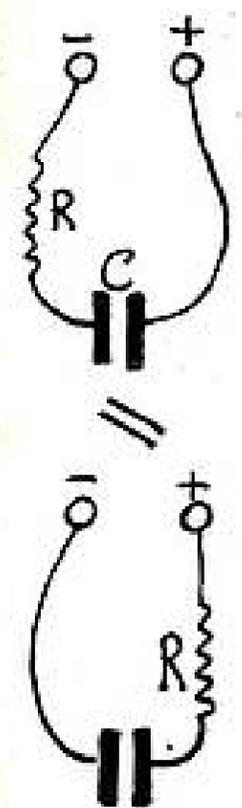
commutateur et circuit de décharge, tels qu'ils doivent être dans une base de temps qui se respecte. Il existe aussi des thyratrons tétrodes, mais nous n'en parlerons pas ici.

IG. — J'aime autant ça... Et comment allez-vous brancher le thyratron? Comme la lampe au néon?

CUR. — Voici le schéma complet. Comme vous voyez, il ne diffère pas sensiblement de celui utilisant la lampe au néon. Nous voyons, tout d'abord, le circuit de charge où, aux bornes de la haute tension, à travers la résistance R, est branché le condensateur C.

IG. — Pourquoi la résistance est-elle branchée entre le condensateur et le pôle négatif et non positif?





Cun. — Car cela ne change rigoureusement rien. Condensateur et résistance sont en série. Que l'un soit avant ou après l'autre, cela revient au même. Et si vous le voulez, vous pouvez intercaler R au point Z.

Ic. — Je reconnais, en effet, que peu importe l'ordre dans lequel les électrons rencontreront sur leur chemin l'un ou l'autre des éléments de notre circuit de charge.

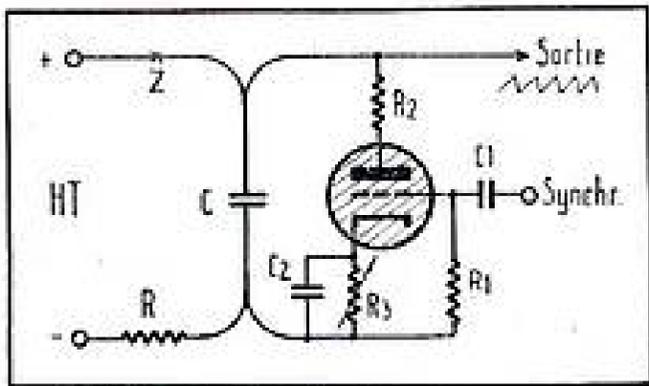


Fig. 1. — Montage classique d'une base de temps à thyatron. A gauche, le circuit de charge; à droite, celui de décharge.

Cun. — Voyons, maintenant, le circuit de décharge. Comme dans le cas de la lampe au néon, il est constitué par l'espace cathode-anode de notre tube à gaz.

Ic. — Pas seulement. Car je vois, en série avec cet espace, deux résistances (R_2 et R_3). Et c'est cet ensemble qui est branché aux bornes du condensateur C qu'il faut périodiquement décharger.

Cun. — La résistance R_2 , de quelques centaines d'ohms, sert à limiter le courant de décharge. Car, au moment où il s'établit, la résistance de l'espace cathode-anode du thyatron devient tellement faible que ce tube risque d'être détérioré par un courant trop intense.

Ic. — Quant à la résistance R_3 , placée entre la cathode et le pôle négatif, je devine qu'elle sert à polariser négativement la grille du thyatron, comme cela se fait dans les montages d'amplification.

Cun. — Et vous ne vous trompez pas. L'ensemble $R_3 - C_1$ est, en effet, le dispositif le plus classique de polarisation. Enfin, je vous demanderais de ne pas prêter, pour le moment, la moindre attention au condensateur C_1 reliant la grille à quelque mystérieuse « synchronisation ».

La grille a son mot à dire

Ic. — Tout cela ne diffère donc pratiquement guère de l'oscillateur au néon. Je suppose qu'ici encore, lorsque, en cours de charge, la tension sur le condensateur C atteint une certaine valeur, le gaz contenu dans le tube devient ionisé, et sa résistance se fait très faible. Dès lors, le condensateur se décharge à travers le tube jusqu'à l'instant où, sa tension étant suffisamment faible, l'ionisation cesse, le tube retrouve sa résistance normale, et le cycle recommence.

Cun. — Tout cela est exact.

Ic. — Mais alors, comme dit la chanson, « ce n'était pas la peine assurément de changer de gouvernement ». En d'autres termes, à quoi bon avoir introduit cette grille qui ne modifie en rien le fonctionnement du tube à gaz ?!

Cun. — Si fait, cher ami. C'est la tension de la grille qui détermine la valeur de la tension anodique d'ionisation. Tant que l'ionisation n'est pas intervenue, notre tube se comporte comme une banale triode à vide. Un courant d'électrons y est suscité

par la tension anodique augmentant progressivement au fur et à mesure de la charge du condensateur. L'intensité de ce courant dépend beaucoup plus de la polarisation de la grille que de la tension de l'anode...

Ic. — Je le sais. C'est, d'ailleurs, le coefficient d'amplification qui exprime combien de fois l'influence de la grille sur le courant anodique, est plus grande que celle de l'anode.

Cun. — Très juste... Vient enfin un moment où la tension anodique est suffisamment élevée pour animer les électrons d'une vitesse telle qu'ils sont capables de briser les molécules de gaz rencontrées sur leur parcours...

Ic. — Autrement dit, l'ionisation s'amorce. Dans le choc de la collision, un ou plusieurs électrons sont chassés de la molécule et viennent grossir de leur présence le flux des électrons allant vers l'anode.

Cun. — Et que deviennent, à votre avis, les molécules ainsi mutilées ?

Ic. — L'ablation des électrons les a rendues positives. Dès lors, elles sont à la merci de toutes les tentations que peuvent offrir des électrodes négatives.

Cun. — Et quelle est celle qui est la plus négative dans notre tube ?

Ic. — C'est évidemment la grille.

Cun. — Aussi se trouvera-t-elle enveloppée d'un véritable nuage d'ions positifs. Revenons cependant un instant en arrière. La tension anodique pour laquelle s'amorce l'ionisation n'est pas constante pour un tube donné (comme c'est le cas pour les lampes au néon). Elle dépend essentiellement de la tension de la grille.

Ic. — Je comprends. Plus la grille est négative, plus il faut, pour combattre son effet de freinage, élever la tension anodique pour amorcer l'ionisation.

Cun. — C'est bien cela. Et pour chaque type de thyatron, il existe un rapport constant entre la tension anodique d'ionisation et la tension correspondante de la grille. On l'appelle « rapport de commande ». Il est, en général, compris entre 10 et 40. Mais pour les tétrodes à gaz, il peut atteindre plusieurs centaines.

Ic. — Si je vous ai bien compris, dans un thyatron dont le rapport de commande est, par exemple, de 20, avec une grille polarisée à -15 volts,

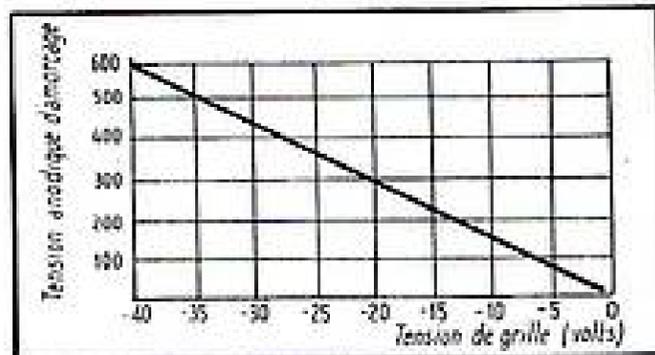
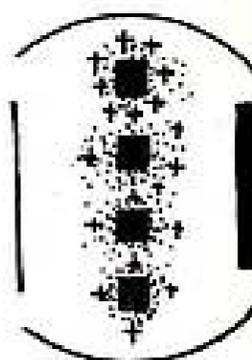
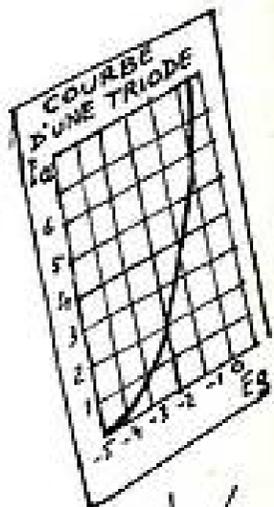


Fig. 2. — Relation entre la tension anodique d'amorçage d'un thyatron et la tension de polarisation de sa grille. En l'occurrence, le quotient de la première par la seconde (rapport de commande) est égal à 15.

l'ionisation s'amorcera lorsque la tension anodique aura atteint $15 \times 20 = 300$ volts.

Cun. — Vous m'avez très bien compris, Ignotus. Vous voyez donc qu'en réglant la tension de polarisation de la grille, nous pouvons fixer à volonté la tension anodique d'ionisation d'un thyatron. C'est la raison pour laquelle la résistance de polarisation R_3 est rendue variable, comme l'indique la flèche qui la barre.



La grille n'a plus rien à dire

Ic. — Je suppose que c'est encore la tension de la grille qui détermine la valeur de la tension de désamorçage.

CUR. — Et vous vous trompez lourdement. Car notre grille, douillettement enveloppée d'un nuage d'ions positifs, est de ce fait isolée du reste du tube et n'exerce aucune influence sur le flux électronique.

Ic. — Même si on la rend très très négative ?

CUR. — Même en ce cas. Car plus elle sera négative, plus elle attirera d'ions positifs et plus elle sera ainsi isolée. En fait, la désionisation n'est déclenchée que par le fait que la tension anodique tombe à une valeur suffisamment faible pour mettre fin à l'état d'ionisation.

Ic. — Tout cela me rappelle singulièrement la guerre et la paix...

CUR. — Je ne vois pas ce que l'œuvre de Tolstoï a de commun avec les bases de temps à thyatron.

Ic. — Certes rien. Mais la grille joue ici le même rôle que la presse. Alors que la tension internationale monte, la presse laisse l'opinion publique atteindre ce degré dangereux d'excitation où la décharge se déclenche brusquement sous la forme de conflit sanglant. Dès lors, la presse est impuissante à y mettre fin, baillonnée comme elle l'est par la censure. Et la guerre ne s'arrête que faute de combattants, quand la décharge est presque terminée.

CUR. — Et le plus terrible, c'est que le cycle recommence...

Ic. — Pour résumer, si j'ai bien compris, la grille permet de régler à volonté la tension anodique pour laquelle s'amorce la décharge, mais pas celle de fin de décharge qui, elle, est constante pour un tube donné. Par conséquent, en réglant la polarisation, nous pouvons doser à volonté l'amplitude de nos oscillations en dents de scie.

CUR. — C'est exact. Et, avec le thyatron, vous pouvez en obtenir qui sont plusieurs fois supérieures à celles d'un oscillateur équipé d'une lampe au néon.

Ic. — Je peux donc considérer que la résistance variable R_2 constitue l'organe de réglage de l'amplitude de mes dents de scie. Quant au condensateur C_2 , je suppose qu'il sert à laisser passer la composante alternative du courant anodique.

CUR. — Tel est, en effet, son rôle. En fait, il doit égaliser les fortes variations du courant anodique pour que la tension entre la grille et la cathode demeure sensiblement constante. Au moment où la brusque ionisation détermine un courant intense, les électrons de l'armature supérieure du condensateur sont aspirés par ce courant et cette armature se trouve chargée positivement, un excédent d'électrons étant appelé vers l'armature inférieure. Lorsque la décharge s'arrête, le courant anodique devient très faible. Mais, à ce moment, le condensateur C_2 se décharge à travers la résistance R_2 en maintenant constante la chute de tension qui rend la cathode positive par rapport à la grille. De cette manière, à condition que la capacité de C_2 soit suffisamment élevée, la tension de la grille par rapport à la cathode ne varie pas pendant toute la durée du cycle de l'oscillation.

Les tops et les tapes

Ic. — Pourriez-vous, maintenant, me révéler le mystère de la synchronisation ?

CUR. — Bien volontiers, cher ami. Vous savez que le balayage des images à la réception doit être synchronisé avec celui de l'émission. Autrement dit, les instants où commence l'exploration

de chaque ligne (ou de chaque image) doivent rigoureusement coïncider dans le temps.

Ic. — Je conçois fort bien que le moindre décalage rendra l'image reproduite aussi méconnaissable qu'un morceau de musique exécuté par un orchestre où chaque instrument a quelques secondes de retard sur son voisin.

CUR. — Pour éviter pareille... encophonie visuelle, on incorpore dans le signal émis de courtes impulsions (ou « tops ») marquant la fin de chaque ligne, ainsi que des impulsions un peu plus longues

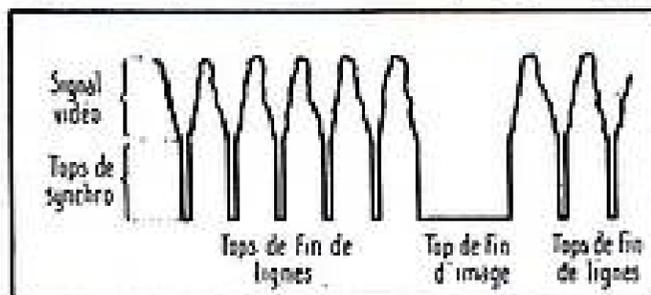


Fig. 3. — Forme d'un signal de télévision comportant la partie vidéo (traduction des brillances relatives des lignes successives de l'image) et les tops de synchronisation « lignes » et « images ».

(pour les différencier des premières) marquant la fin de chaque image.

Ic. — Et c'est ces impulsions-là que vous appliquez, à travers le condensateur C_1 , à la grille du thyatron ?

CUR. — Exactement. Et on s'arrange pour qu'elles soient appliquées dans le sens positif, c'est-à-dire pour que chaque impulsion rende la grille moins négative pendant un court instant.

Ic. — Je ne saisis pas très bien ce qui va se passer. Le tube va-t-il amplifier ces impulsions ?

CUR. — Non, Ignotus. Vous oubliez déjà l'action de la tension de la grille sur la tension d'ionisation.

Ic. — Excusez-moi. Évidemment, si la grille devient moins négative grâce à l'arrivée d'une impulsion, la tension anodique d'ionisation deviendra plus faible.

CUR. — Aussi s'arrange-t-on pour que la période propre d'oscillation de la base de temps soit très légèrement supérieure à la durée d'une ligne (ou d'une image, pour la base de temps correspondante), autrement dit, à l'intervalle entre deux impulsions successives. Avant que la tension anodique, communiquée par le condensateur C en charge, atteigne la valeur d'ionisation, une impulsion vient qui rend la grille moins négative et, par conséquent, réduit la valeur de la tension d'ionisation. La décharge se déclenche prématurément, provoquée par l'impulsion de synchronisation.

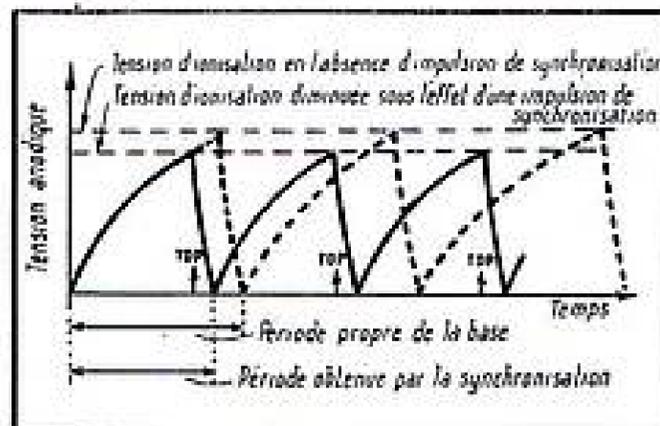
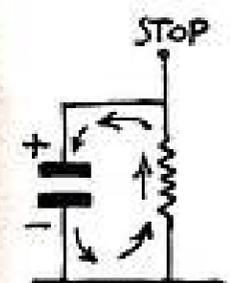
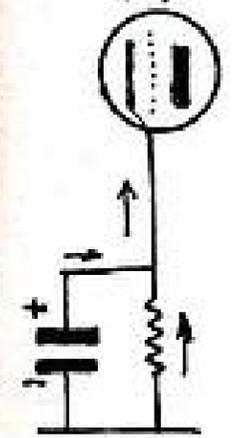
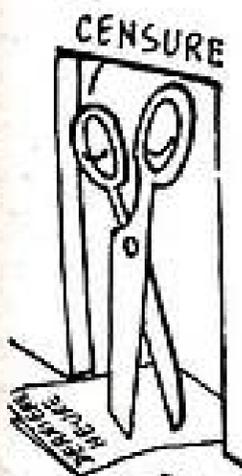
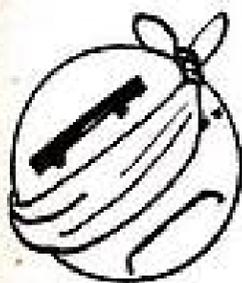
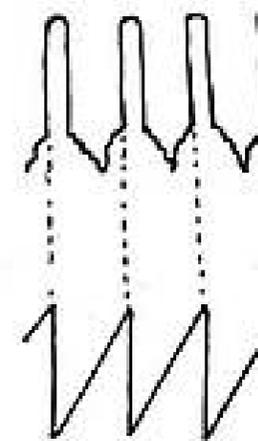
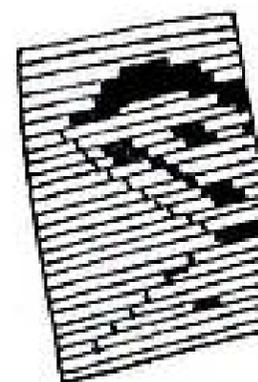
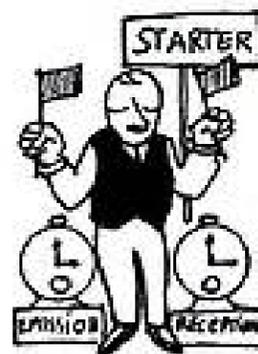


Fig. 4. — Processus de la synchronisation d'une base de temps. L'arrivée des tops positifs sur la grille réduit la tension anodique amorçant l'ionisation et déclenche ainsi la décharge prématurée à l'instant même où les tops parviennent.



IG. — Je crois vous avoir bien compris. Prenons, par exemple, un thyatron ayant un rapport de commande de 20 et dont la grille est polarisée à - 15 volts. Sa tension d'ionisation est donc de 300 volts. Si l'impulsion de synchronisation est de + 1 volt, elle ramène la polarisation à - 14 volts. A cet instant, la tension d'ionisation n'est plus que de 280 volts. La décharge commence donc plus tôt qu'en l'absence des impulsions.

CUN. — Je vois que vous avez bien compris.

IG. — Ce n'était pas difficile. Chez nous, à la piscine, c'est le maître-nageur qui synchronise les plongeurs.

CUN. — ?...

IG. — Mais oui. Quand ils se préparent à sauter, en hésitant un peu à l'extrémité du plongeur, le maître-nageur les expédie dans les flots d'une légère mais ferme tape dans le dos... Et ils y vont en décrivant une superbe parabole.

De la diode saturée à la penthode

CUN. — Dans notre cas, nous avons plutôt affaire à une courbe exponentielle qu'il faut rendre aussi peu courbée que possible.

IG. — Ne pourrait-on pas, par je ne sais quel moyen, maintenir, à cet effet, tout à fait constant le courant de charge, de manière que la tension aux bornes du condensateur croisse proportionnellement au temps ?

CUN. — On peut, en effet, procéder ainsi. Ne voyez-vous pas, Ignotus, le moyen d'imposer une telle limitation ?

IG. — Il faudrait remplacer la résistance de charge R par quelque chose qui ne laisse pas passer une intensité supérieure à une valeur donnée... Une lampe, j'entends par là l'espace cathode-anode d'une lampe, ne pourrait-elle servir à cette fin ?

CUN. — Certes. Prenez une diode (de préférence, à chauffage direct) qui fonctionne à la saturation, c'est-à-dire de manière que tous les électrons émis par le filament atteignent l'anode. Dès lors, le courant anodique ne pourra pas dépasser la valeur de ce courant de saturation formé par l'émission électronique totale du filament. Vous pouvez, d'ailleurs,

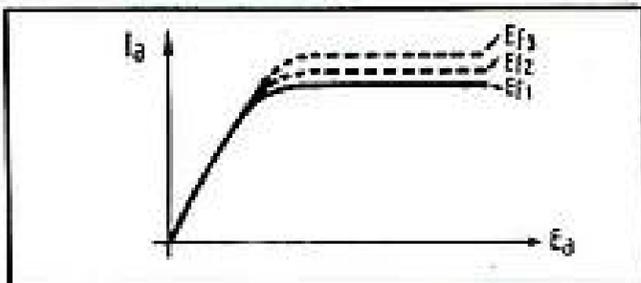


Fig. 5. — Courant de plaque d'une diode en fonction de sa tension anodique, (pour trois valeurs différentes de la tension de chauffage E_g). On voit qu'au-delà d'une certaine tension anodique, le courant n'augmente plus (phénomène de la saturation).

en régler la valeur en modifiant la tension de chauffage entre certaines limites.

IG. — Pourquoi donc faut-il une lampe à chauffage direct ?

CUN. — Parce que le phénomène de la saturation y est beaucoup plus prononcé que dans les lampes à chauffage indirect. Cependant, si vous n'aimez pas ces tubes devenus passablement désuets, rien ne vous empêche d'utiliser une penthode normale à chauffage indirect.

IG. — Travaille-t-elle aussi à saturation ?

CUN. — Le terme serait impropre, mais le résultat est le même. Si vous considérez les courbes de variation du courant anodique en fonction de la tension sur l'anode, vous remarquerez que, pour

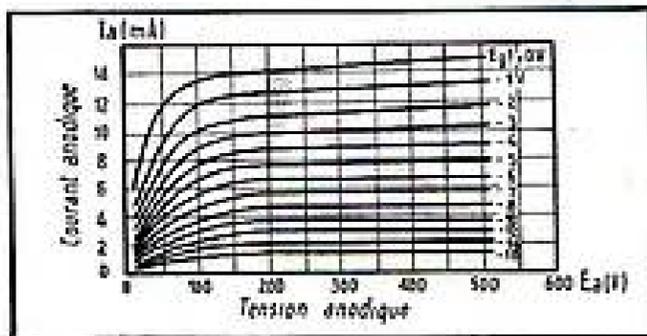


Fig. 6. — Courbes du courant de plaque d'une penthode en fonction de sa tension anodique (pour diverses valeurs de la tension E_g de la grille de commande). Ici encore, au-delà d'une certaine valeur de E_a , son accroissement ultérieur n'entraîne pratiquement aucune augmentation du courant I_a .

chaque courbe (correspondant à une tension donnée de la première grille), à partir d'une certaine tension anodique, le courant ne varie que très faiblement. Aussi, dans cette région, la penthode charge le condensateur à courant constant. Voici, d'ailleurs, le schéma d'une base de temps où une telle penthode remplace la résistance de charge R. Vous remarquerez que la tension de sa grille-écran est réglée à l'aide d'un potentiomètre P qui, en série avec la résistance R_4 , est monté entre les pôles de la haute tension. (Le condensateur C_2 sert au découplage).

IG. — Je devine que c'est par la tension de la grille-écran que vous fixez le point de fonctionnement correct de la penthode... Toutes vos diodes

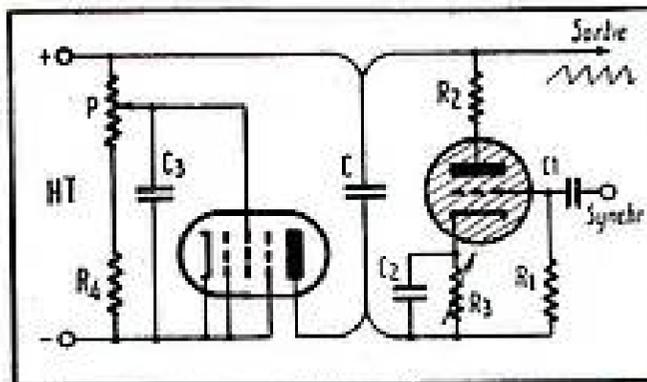


Fig. 7. — Base de temps linéarisée pour une penthode utilisée comme résistance de charge.

saturées et autres penthodes à courant constant me rappellent l'histoire du lit de Procuste. Mais il est dommage qu'il faille utiliser une lampe en plus, rien que pour linéariser la forme des tensions engendrées.

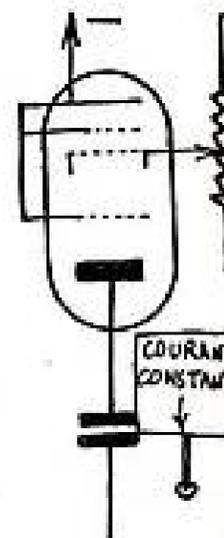
L'art d'utiliser les courbures

CUN. — Aussi préfère-t-on, le plus souvent, confier cette tâche à la lampe amplificatrice dont on a, de toute manière, besoin pour amener à la valeur voulue l'amplitude de nos dents de scie.

IG. — Et comment cette lampe redressera-t-elle la courbure de nos tensions ?

CUN. — Tout bonnement en les déformant en sens inverse. Sachez, en effet, Ignotus, que l'habileté suprême dans la vie consiste à tirer profit non seulement des vertus des gens et des qualités des choses, mais même de leurs vices et défauts. Quoi de plus pénible qu'une lampe dont la caractéristique n'est pas suffisamment droite et qui, de ce fait, déforme les tensions qui lui sont confiées ?... Mais, dans notre cas, ce défaut devient un véritable bienfait de la Providence.

IG. — Je vois ce qui se passe. Vous avez une lampe dont la caractéristique du courant anodique en fonction de la tension de la grille est courbe. C'est, en somme, une de nos bonnes vieilles connaissances : la lampe à pente variable. Sa pente aug-



GÉNÉRATEUR DES TENSIONS EN DENTS DE SCIE

AMPLIFICATEUR DE LINEARISATION

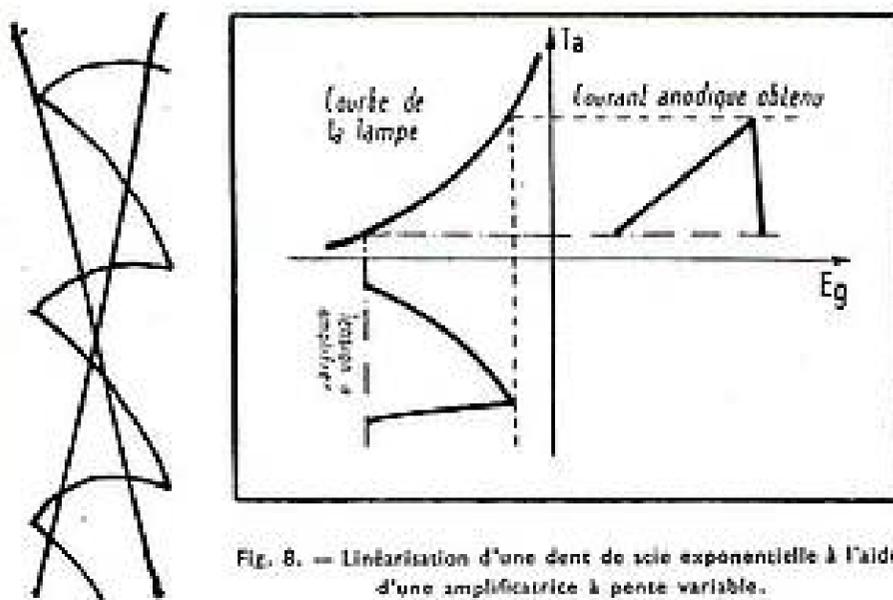


Fig. 8. — Linéarisation d'une dent de scie exponentielle à l'aide d'une amplificatrice à pente variable.

mente quand la polarisation diminue. Aussi, plus le signal appliqué est fort, plus il est amplifié. C'est exactement ce qu'il nous faut pour redresser notre courbe exponentielle qui, au fur et à mesure qu'elle monte, se penche de plus en plus.

CUR. — D'ailleurs, voici un petit graphique qui, d'une façon très éloquent, montre comment notre dent de scie est linéarisée. Pour peu que les courbes de la lampe et de la dent de scie soient symétriques, la compensation de leur courbure sera largement suffisante en pratique.

IG. — Je suppose que le moment est venu pour vous de m'annoncer que jamais on n'utilise, en télévision, ni bases de temps à thyatron ni lampes amplificatrices de linéarisation?...

CUR. — Rassurez-vous : les unes et les autres y sont couramment employées.

(A suivre.)

E. AISBERG

Illustrations marginales de H. GUILAC

ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR V.F.

(Suite de la page 162)

car, dans cette valeur, on doit incorporer la capacité parasite filament-cathode, laquelle est le plus souvent inconnue, mais peut être de l'ordre d'une vingtaine de pF. Par ailleurs, il faut également envisager la présence de capacités parasites diverses. Ce point constitue une limitation à l'emploi de lampes du type penthode, dans lesquelles la grille supprimeuse est réunie à la cathode, augmentant ainsi la capacité en parallèle sur celle-ci. En réalité, la valeur optimum du shunt de cathode devra être déterminée une fois pour toutes par essai, car on peut considérer que la régularité de fabrication des lampes est suffisante pour qu'elles ne présentent pas entre elles d'écart supérieur à 25 ou 30 % de leurs capacités propres, ce qui se traduit par 5 à 7 pF au plus d'écart, correspondant aux tolérances sur le condensateur monté extérieurement en shunt sur la résistance de polarisation.

Utilisation éventuelle en moyenne définition

Il semble, comme déjà dit précédemment, que pour un amplificateur vidéo-fréquence à basse définition, il soit nécessaire d'assurer une transmission sans déphasage des fréquences supérieures de la bande.

Si l'on examine simplement l'étage 6AQ5, on constate que, malgré la forte attaque de grille, ces conditions sont amplement satisfaites. Il est, d'une part, plus simple d'obtenir une tension détectée importante sur 441 lignes que sur 819 lignes, car l'amplification intermédiaire (ou directe) en est beaucoup plus facile, et, d'autre part, il a été, à un certain moment, de pratique courante de supprimer tout étage vidéo-fréquence et d'attaquer direc-

tement le tube après détection, ce qui supposait que celle-ci était susceptible de fournir les 40 ou 50 V crête à crête nécessaires à la modulation.

Dans ces conditions, il serait possible de concevoir un récepteur à basse définition équipé d'un étage vidéo unique 6AQ5 dans lequel la compensation serait effectuée suivant les données du schéma (36 pF). Le gain, quand on shunte la cathode par un condensateur de valeur convenable, atteignant 18 dB, la modulation complète du tube serait obtenue à partir de 7 V crête à crête sur la grille, soit environ 2,5 V efficaces.

Vérifications pratiques

Nous avons effectué sur table, en quelques heures, le montage de l'ensemble vidéo-fréquence à deux lampes 6AU6 et 6AQ5 dont il vient d'être question. Sans aucune retouche, nous avons obtenu les résultats illustrés par les courbes de la figure 13, représentant respectivement :

La courbe de réponse de l'étage 6AU6 seul, linéaire, comme prévu, jusqu'à 8 MHz;

La courbe de réponse de l'étage 6AQ5 seul, présentant une allure particulière dont nous essaierons de donner l'explication plus loin;

La courbe de réponse globale, où l'on retrouve, à quelques décibels près, les valeurs de gain calculées.

Anomalies

Nous voyons deux causes d'anomalies, dont on pourrait probablement se débarrasser par une expérimentation plus poussée.

Tout d'abord, nos calculs de contre-réaction sont entachés d'une erreur — je ne dirai pas grossière — que nous connaissons, et qui provient de l'effet perturbateur du courant de grille-écran. En effet, celui-ci parcourt la résistance de cathode (il s'agit, bien entendu, du courant alternatif) et, par suite, tend à diminuer l'effet de compensation. Il serait nécessaire d'en tenir compte si l'on voulait serrer le phénomène de plus près.

Une autre cause de perturbation réside dans la valeur importante de la capacité de couplage grille de commande-plaque de la lampe utilisée. Celle-ci est de l'ordre de 0,4 pF, c'est-à-dire comprise entre 1/15 et 1/20 des capacités d'entrée ou de sortie. On introduit ainsi, probablement, un effet de réaction d'anode (effet Miller qui doit être moins que négligeable.

Conclusion

Nous arrivons ainsi à la fin de cette étude. Elle contient encore bien des lacunes, mais donne cependant une excellente base de départ pour un montage expérimental. Effectuée *a posteriori*, elle ne présenterait qu'un intérêt bien faible; mais comme, jusqu'à présent, on n'a vraiment publié que peu de choses sur les étages à haute définition, nous pensons que, appuyée sur quelques essais soigneusement menés, elle pourra conduire le technicien à des étages amplificateurs stables, à grand (?) gain et à bande passante suffisante.

Nous nous excusons d'avoir donné les deux aspects du calcul, résultant de nos raisonnements, mais nous avons pensé que la première solution envisagée, qui présente peut-être un intérêt dans certains cas, ne devait pas être éliminée *a priori*.

H. GILLOUX

Télévision SERVICE

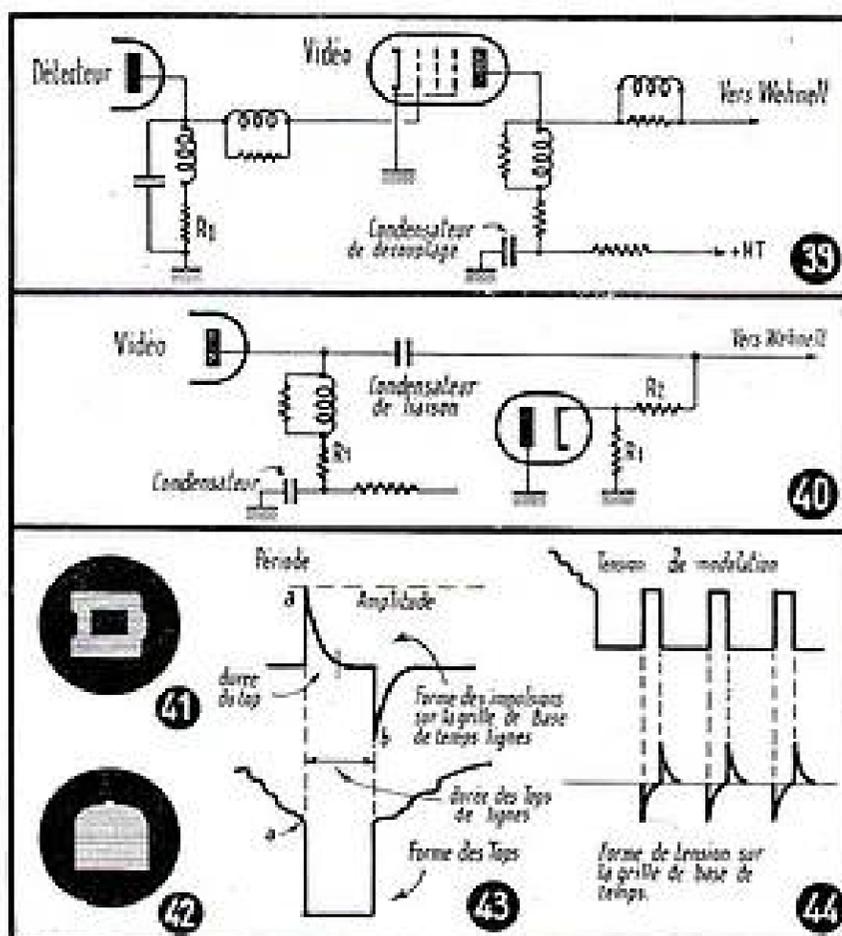
(Voir nos précédents numéros)

35. — MAUVAISE REPRODUCTION DE LA TEINTE MOYENNE D'IMAGES.

L'éclairage de l'image n'est pas toujours le même. Ainsi, un téléviseur doit être muni d'un dispositif permettant de reconnaître la teinte moyenne de l'image à la réception. Dans la modulation vidéo, c'est la composante continue, transmise avec d'autres fréquences de modulation, qui détermine l'éclairage moyen. On peut rétablir cette composante continue sur le wehnelt de différentes manières. La figure 39 représente le schéma de l'étage vidéo où la transmission de la composante continue sur le wehnelt est faite grâce aux liaisons directes entre le détecteur, l'étage vidéo et le wehnelt successivement. Dans ce schéma, la lampe utilisée dans l'étage vidéo est à pente variable. La cathode de la lampe est à la masse et la polarisation est assurée par la tension moyenne prélevée directement sur la résistance de charge du détecteur, ce qui correspond, dans une certaine mesure, à la composante continue de la modulation. Il est évident que la tension moyenne sur la plaque de la lampe vidéo sera fonction de la polarisation sur la grille de commande. Ainsi, le wehnelt, qui est connecté directement à la plaque, aura la tension moyenne correspondant à la tension moyenne aux bornes de la résistance de détection. Ce dispositif est très simple, mais il ne résout que partiellement le problème de la teinte moyenne. En effet, la tension aux bornes de la résistance de charge ne dépend pas seulement de la composante continue propre à la modulation, mais aussi de l'amplitude du signal à l'entrée du détecteur. Et puisque cette amplitude dépend directement de celle du signal à l'entrée du récepteur et de l'amplification, la teinte moyenne changera suivant l'intensité du champ au lieu de réception et suivant l'amplification apportée par les étages précédant le détecteur. Nous en concluons donc que, dans l'impossibilité d'assurer l'intensité constante du champ, il faut maintenir l'amplification au niveau qui assurerait la tension moyenne constante aux bornes de la résistance de détection. Ce dispositif n'est autre que le régulateur automatique de volume, tel qu'on l'emploie dans les récepteurs de radiophonie. L'utilisation de ce dispositif permet, entre autres, de neutraliser l'influence du fading sur les contrastes et la netteté des images. Les techniciens, et même les simples spectateurs, ont observé que la réception est généralement troublée par des fadings de courte durée, dus au passage, à proximité du récepteur, de masses métalliques, ou même de passants (sans d'une antenne intérieure). Ce phénomène est très désagréable et rend presque impossible la réception dans des maisons situées sur des rues très fréquentées. Chaque fois qu'une voiture passe dans la rue, l'image disparaît et l'écran reste noir. Au bout de quelques secondes, l'image se rétablit, mais le spectateur reste sur une mauvaise impression. Pratiquement, chaque téléviseur devrait être équipé d'un réglage automatique de sensibilité.

Un autre dispositif pour la reconstitution de la teinte moyenne de l'image est représenté figure 40. Ici, la liaison est assurée par des condensateurs, mais, dans le circuit du wehnelt, une diode est branchée qui détecte la modulation arrivant sur le wehnelt, et le polarise en conséquence. Dans ce schéma, la tension détectée apparaît aux bornes de la résistance R qui est la résistance de charge de la diode. Ce dispositif, quoique plus efficace que celui décrit précédemment, ne nous met pas à l'abri du fading et des variations de l'intensité du champ dans le lieu de réception en général.

Prenons donc l'exemple d'un récepteur placé dans des condi-



tions de réception favorables et pourvu d'un de ces deux dispositifs.

Si l'on constate que la teinte moyenne n'est pas reproduite sur l'écran et que le récepteur est tel qu'il a été représenté sur la figure 40, c'est-à-dire avec la diode connectée sur le wehnelt, il se peut que cette diode soit défectueuse, ou que l'une des résistances, R_1 ou R_2 , soit coupée. Il n'y a pas de coupure dans les connexions (fig. 39), car la coupure dans les liaisons provoquera la disparition complète de l'image.

36. — DÉPLACEMENT VERS LA DROITE DE TOUTE UNE PARTIE DES LIGNES CORRESPONDANT AU POINT DE L'ÉCRAN OU SE TROUVE UNE FIGURE SOMBRE.

Cette panne (fig. 41) est due à l'influence de l'alimentation générale sur le fonctionnement de la base de temps lignes.

A première vue, il semble qu'il n'y ait pas de corrélation entre ces deux faits. Si nous examinons les choses de plus près, nous constatons que la figure sombre sur l'écran correspond à l'augmentation de la tension négative sur le wehnelt, et aussi sur la plaque de la lampe vidéo, ce qui signifie que la consommation de cette lampe augmente. Le phénomène se présente comme suit : le noir correspond à l'augmentation de la tension positive aux

bornes de la résistance de détection (R_1 sur les figures 39 et 40). Cette tension positive sera transmise à la grille de commande de la lampe vidéo. Le courant plaque de cette dernière augmente et la tension plaque devient plus négative, ainsi que la tension négative sur le wehmet. Mais l'augmentation de la consommation en H.T. sera suivie d'une diminution de tension sur la plaque de la lampe écrêteuse qui, elle, fournit les tops de synchronisation pour les bases de temps. Il est évident que cette dépendance de la tension plaque de l'écrêteuse ne peut avoir lieu que si le découplage de cette dernière et de l'étage vidéo n'est pas suffisamment actif. Il faut alors s'assurer que les condensateurs de découplage se trouvant dans les circuits plaques de ces deux lampes sont en ordre et que les connexions ne sont pas coupées.

37. — COINS ARRONDIS AUX EXTRÉMITÉS DE L'IMAGE.

Pour examiner ce phénomène (fig. 42), nous devons nous reporter à la figure 24. Sur cette figure sont représentés les circuits par l'intermédiaire desquels les tops de synchronisation parviennent à la grille de la relaxatrice lignes. Ainsi qu'on peut le voir, le condensateur C_2 sert de liaison entre l'écrêteuse et la génératrice de relaxation, quel qu'en soit le genre. Admettons que le condensateur C_2 soit de l'ordre de 200 pF ou plus. Sa capacité, pour la fréquence des tops des lignes qui est de 10.000 p/s environ, est relativement faible, et l'amplitude des tops, ainsi que leur durée, dépassera l'ordre de grandeur nécessaire au fonctionnement correct du générateur. Sur la figure 43 on voit la forme de tension fournie par l'écrêteuse et appliquée à la grille de commande du générateur, en comparaison avec la forme des tops, tels qu'ils sont imprimés à la porteuse. Nous voyons, ici, que le top positif, seul utilisable pour la synchronisation, se produit à l'instant où commence le top sur la porteuse (point a), tandis que le top négatif b reste sans influence sur la base de temps. Il suffit alors que le top positif dépasse l'amplitude correcte pour que sa largeur augmente considérablement. Pendant toute la durée du top positif, la lampe génératrice de dents de scie reste conductrice et les dents auront une forme incorrecte (fig. 45).

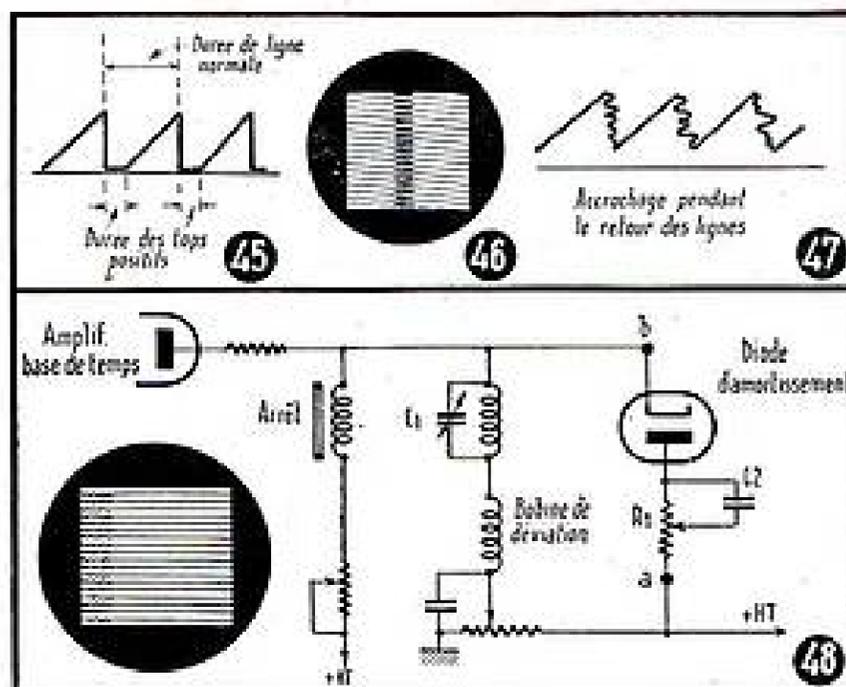
On remarque très clairement que la durée de chaque ligne est considérablement diminuée et que le spot trace sur l'écran une ligne plus courte; sinon, il reste immobile dans le sens horizontal. Pendant le retour de l'image, l'absence du signal vidéo proprement dit ne donne pas au dispositif de réglage automatique de la polarisation sur la grille de l'écrêteuse, la possibilité de régler la tension sur cette grille. Voilà pourquoi la déformation des lignes se produit surtout au moment du retour de l'image, c'est-à-dire en haut, car le développement se produit de haut en bas (fig. 44).

38. — DISTORSION DE L'IMAGE.

Les lignes ne sont pas droites et ont une boucle au milieu (fig. 46)

La règle essentielle de la construction de la base de temps lignes est l'élimination complète de toutes sortes d'accrochages et l'obtention de la linéarité des dents de scie. Nous avons déjà abordé cette question dans les paragraphes précédents, mais le cas que nous nous proposons d'étudier maintenant est un peu particulier.

La puissance de l'étage amplificateur de la base de temps lignes doit être relativement élevée, car c'est d'elle que dépend l'amplification des harmoniques supérieurs propres à la forme des dents de scie. Ainsi, par exemple, des dents de scie d'une forme correcte — c'est-à-dire ayant la partie montante et la partie descendante linéaires, et un point de changement de sens suffisamment brusque — comporteront, en plus de la fréquence fondamentale, toute une gamme d'harmoniques jusqu'au quatorzième et quinzième. Il est admis que l'on peut, pratiquement, se contenter de la présence, dans le spectre des fréquences, des harmoniques de dent de scie jusqu'au dixième inclus. En raison de la fréquence très élevée (100 kHz pour des dents de scie à 10 kHz) destinée à être amplifiée, et de la puissance considérable de l'étage amplificateur, le dispositif des bases de temps lignes possède une forte tendance à l'accrochage. Il ne faut pas oublier que les circuits branchés sur la lampe amplifiée ont chacun leur propre fréquence de résonance. Si l'énergie fournie par la lampe dépasse



un certain niveau, l'amortissement peut être compensé et l'étage entre alors en oscillation.

Les plus grandes forces électromotrices naissent pendant le changement brusque de la valeur et du sens du courant dans la bobine d'arrêt, ou dans les bobines de déviation, c'est-à-dire pendant le retour des lignes.

Dans ce cas, les dents de scie perdent leur forme initiale et sont déformées (fig. 47). Dans les téléviseurs avec tubes relativement grands (écran de 20-30 cm), la base de temps lignes est généralement munie d'un dispositif d'amortissement d'oscillations parasites.

Comme indiqué sur la figure 48, une diode sera branchée en parallèle sur la bobine de déviation, sa cathode sera reliée à la plaque de l'amplificatrice et l'anode à la haute tension.

Pendant les retours de lignes, le potentiel sur l'anode de l'amplificatrice devient plus négatif et la diode devient conductrice. La diode absorbe une certaine puissance et l'amplitude des dents de scie se trouve considérablement affaiblie. En série avec la diode est branchée une résistance réglable qui permet de limiter l'action de la diode. En choisissant la valeur de cette résistance, il faut la fixer exactement à la naissance de l'accrochage. Ce dernier sera éliminé et il n'y aura pas de pertes inutiles de puissance.

Le type de lampe employé ne joue pas un rôle important. Il peut s'agir d'une valve quelconque ou d'une penthode de puissance avec grilles et plaque réunies. La présence de distorsions sur l'écran avec grilles et plaque réunies. La présence de distorsions sur l'écran (fig. 46), montre que l'amortisseur ne fonctionne pas. Si la lampe n'est pas défectueuse, il s'agit certainement d'une coupure dans les connexions reliant la lampe à la plaque de l'amplificatrice lignes. Cette lampe d'amortissement sera chauffée à partir d'un enroulement séparé, à moins que l'isolement entre cathode et filament ne soit prévu pour des tensions de l'ordre de 600 volts. Il faut songer, lors de la mise au point d'un téléviseur avec lampe d'amortissement à chauffage direct, ou valve dont la cathode est reliée au filament, que, sur la plaque de l'amplificatrice, sera branchée à la sortie du filament connecté, à l'intérieur du tube, à la cathode. Dans le cas contraire, l'image sera ondulée.

La plaque de la diode doit être découplée par un condensateur à bon isolement, de 0,25 à 0,5 μ F. Le claquage de ce condensateur sera suivi de la diminution de l'amplitude de balayage et la coupure de ses connexions annule l'action de la lampe ou la diminue considérablement.

Nous notons, sur la figure 48, la présence du condensateur C_1 qui est branché en parallèle sur l'une des deux bobines de déviation horizontale. Ce condensateur ajustable de 50 pF est destiné à équilibrer les deux parties de la bobine lignes; son utilité ne sera pas évidente tant que le téléviseur ne fonctionnera pas correctement.

(A suivre)

M. BARN

**Au sommaire
des précédents numéros de**



N° 1 - FÉVRIER 1950.

Deux fois onze ans, par E. A.
Message de bienvenue, par René Barthélémy, de l'Institut.
Où en est la télévision dans le monde? par Spectator.
Récepteur économique, par R. Duchamp.
Amplificateur vidéo à compensation cathodique, par H. Gilloux.
Abaque pour le calcul de la compensation cathodique. Réalisation d'un récepteur 819 lignes. Première partie : Bloc de déviation, par J. Batsiguy et A.V.J. Martin.
Miro électronique, par P. Rogues.
La télévision!... Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
Le nouvel émetteur de Sutton Coldfield, par W. Swift.
Le tube cathodique MW 6/2.

N° 2 - MARS- AVRIL.

Stabilité, par E. A.
Une enquête : Pour faire démarrer la télévision en France.
Récepteur miniature à grande sensibilité, par J. Batsiguy.
Décortiquons la nouvelle mire.
Téléviseur économique : bloc concentration-déviations, par R. Duchamp.
La télévision au Salon de la Pièce Détachée.
Traceur de courbes à large bande, par J. Leduc.
Mise au point et utilisation de la mire électronique, par P. Rogues.
Récepteur haute définition : bases de temps, par J. Batsiguy et A.V.J. Martin.
Télévision Service, par M. Barn.
La télévision!... Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
Étude de l'amortissement dû à la détection, par H. Gilloux.

N° 3 - MAI 1950.

Trois câbles, par E. A.
Télévision et géométrie, par A.V.J. Martin.
Générateur de quadrillage GSI-2, par R.A.
Le cerveau électronique, par J. Garcin.
Notre téléviseur économique : réalisation des éléments spéciaux, par R. Duchamp.
La déviation électromagnétique, par A.V.J. Martin.
Téléviseur haute définition : récepteurs son et vision, par R. Gondry.
Récepteur images miniature, par R. Duchamp.
Abaque pour le calcul de la correction série.
La télévision!... Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
Le spot-wobble, par R. Hallows.
Télévision Service, par M. Barn.
Caractéristiques de nouveaux tubes.

N° 4 - JUIN 1950.

L'œil et l'oreille, par E.A.
Hétérodyne pour télévision haute et moyenne définitions, par M. Venquier.
L'Exposition britannique de la Pièce détachée, par G. Tarel.
L'émission secondaire, par A.V.J. M.
Téléviseur TV4.
Bases de temps économiques, par R. Aschen.
Téléviseur haute définition : réglages et mise au point, par R. Gondry.
Abaque pour le calcul de la correction mixte.
La télévision!... Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
Caractéristiques des tubes cathodiques.
Télévision Service, par M. Barn.
Alimentation stabilisée, par J. Leduc.

N° 5 - JUILLET-AOÛT.

Le splendide isolement, par E.A.
Récepteur économique 441/819 lignes.
La télévision à la Foire de Paris.
Amplificateur V.F. pour haute définition, par M. Duchausoy.
Plusieurs récepteurs, une seule antenne, par R. Besson.
Ce que coûte la télévision, par R. Hallows.
Le TV5, téléviseur de performances, par A.V.J. Martin.
Oscilloscope pour télévision, par P. Rogues.
Fiche technique de réceptions de télévision, par Radio-rymo.
La télévision!... Mais c'est très simple! par E. Aisberg.
Télévision Service, par M. Barn.

Tous ces numéros sont disponibles à nos bureaux au prix de 90 fr. pièce (par poste 100 fr.).

**Petits écrans
grandes distances**

Nous avons reçu de Mme P.H. Brans, Directrice de notre excellent confrère RADIO EN TELEVISION REVUE, et nous du regret P.H. Brans, dont le Vade-Mecum est universellement connu, l'aimable lettre suivante que nous nous faisons un plaisir de publier :

« Dans le dernier numéro de votre excellent mensuel, nous voyons que vous vous intéressez à la réception en Belgique des émissions Télé-Lille. C'est pourquoi nous nous permettons de vous remettre ci-joint une liste de personnes qui, à notre connaissance, reçoivent d'une façon excellente et régulière les images transmises par Lille et ce depuis plusieurs semaines déjà. »

« La réception que vous signalez, par notre ami Venquier, à Thilculin, est donc loin d'être la seule ou la première, car la liste que nous vous soumettons n'est certainement pas complète. Elle ne comprend que les réceptions dont nous sommes certains. La bonne réception à grandes distances vous étonnera certainement. Elle provient du fait que l'antenne de Lille est dirigée vers la Belgique, tandis que le rayonnement vers le Sud est réduit. »

Nom	Ville	Distance de Télé-Lille
MM. Jley	Wassien	15 km.
Van Hee	Wervic	17
De Vos	Herseaux	17
Delou	Menin	20
Grimospré	Menin	20
Letange	Esquelles	22
Vandembulcke	Wevelgem	23
Lépage	Wevelgem	23
R.A.P.	Wevelgem	23
Mottier	Wevelgem	23
Delannoy	Tournai	25
Delannoy	Tournai	25
Van Neste	Gullegem	26
Delabie	Courtrai	27
De Cruyemaele	Courtrai	27
Ameye	Courtrai	27
Ameye	Lamre	27
Brabant	Courtrai	27
De Schillemaecker	Courtrai	27
Stevens	Ypres	28
Gilien	Winkel	29
Bailluel	Courme	30
R.C.V.	Avelgem	32
Sorens	Ingelmuister	36
Voylsbeke	Meulebeke	40
Swaenepoel	Staden	40
Terryn	Staden	40
Van de Zande	Renaix	42
Gode'roid	Oudenaarde	46
Serroels	Tielt	46
Thierpont	Éclaire	46
Doelens	Olseme	46
Meusler	Mons	70
Van Hoosick	Gand	70
Predicia	Anvers	124

124 kms de distance! pour la réception du 819 lignes, c'est vraiment remarquable. **TELEVISION** publiera avec plaisir les performances que ses lecteurs voudront bien lui signaler, tant en haute qu'en moyenne définition.

Chez les constructeurs

ARENA vient de mettre sur le marché un ensemble de pièces destinées à la télévision, comprenant notamment un bloc de déviation-concentration, une alimentation T.H.T., une concentration à aimant permanent, et un ensemble mécanique de montage.

Le bloc de déviation-concentration, dont la photographie illustre notre couverture, convient à tous les tubes courants, et pour des linéatures allant de 405 à 819 lignes. Il est donc vraiment universel.

La bobine de concentration, dont la résistance est de 1.000 ohms, demande un courant de 25 mA environ, qui peut être fourni par la diode d'amortissement.

Le balayage lignes est à haute impédance à grand rendement. On peut employer, en moyenne définition, deux lampes du type 6L41 en parallèle, et, en haute définition, une 6L39 ou similaire.

La valve d'amortissement sera une UY41 en moyenne définition et une 25T1 en haute définition.

La résistance des bobines de lignes est de 200 ohms, leur self-induction de 50 millibentys. La sensibilité de déviation horizontale est de 2,2 mm/mA.kV.

BIBLIOGRAPHIE

LES NORMES DE TÉLÉVISION, par Yvon Delbord. Édité par La Revue d'Optique, 165, rue de Sévres, Paris (15^e).

Tous les techniciens qui ont lu avec intérêt l'excellente série de quatre articles que l'auteur a consacré aux normes de télévision dans les *Annales des Télécommunications* apprendront, avec plaisir, que *La Revue d'Optique* vient de les réunir en une seule plaquette de 28 pages grand format.

L'auteur, qui fait autorité en la matière, a réussi à envisager sous tous les points de vue, et avec une impartialité et une méticulosité auxquelles rendront hommage même ceux qui ne partagent pas ses opinions, un problème d'actualité internationale.

A.V.J. M.

CATALOGUE DIÉLA. — Établ. Diéla, 116 avenue Daumesnil, Paris (12^e).

A l'occasion de leur trentenaire, les Établissements Diéla ont édité un nouveau catalogue fort bien présenté dans les pages duquel on trouvera toutes les fabrications qui ont fait la réputation de cette ancienne maison. On notera avec plaisir qu'une large place a été faite à la télévision avec des câbles coaxiaux et rubans de descente d'antenne des accessoires divers et plusieurs modèles d'antennes intérieures et extérieures.

L'OSCILLOGRAPHIE AU TRAVAIL, par F. Haas. — Un vol. de 224 p. (135x215), 347 fig. — Société des Éditions Radio. Prix : 540 francs. Par poste : 594 francs.

Pendant plus de deux ans, dans son laboratoire personnel, l'auteur se livre patiemment au montage suivant. Il réalise toutes sortes de montages (oscillateurs, amplificateurs, détecteurs, modulateurs, filtres, etc...), il en étudie le fonctionnement à l'aide d'oscillographes cathodiques et il photographie les images apparaissant sur les écrans fluorescents.

L'extraordinaire somme d'expérience ainsi acquise est condensée dans ce nouvel ouvrage. F. Haas y décrit les divers montages qui lui ont permis d'analyser le comportement intime des appareils électriques et radioélectriques les plus variés. Il passe en revue toutes les mesures, des plus élémentaires aux plus complexes, qu'il a réalisées à l'aide des oscillographes. Et il publie 225 oscillogrammes enregistrés par ses soins en décrivant la façon de les interpréter.

On, entre un oscillogramme dessiné « de chiqué » et celui relevé à l'aide d'une caméra photographique. Il y a souvent une grosse différence. Celui qui a contemplé les beaux dessins géométriques en blanc sur fond noir parsemant les livres de cours, se trouve passablement déconcerté quand il est mis en présence des images réelles telles qu'elles apparaissent sur l'écran du tube.

C'est dire combien est grand le mérite de l'auteur introduisant le lecteur d'emblée dans le monde de ces images qui ne disent rien au profane, mais à l'initié révèlent les détails les plus passionnants de la vie des circuits.

La déviation verticale est également à haute impédance et utilise une pentode ou tétrode R.F. de puissance de type courant, 6L41 ou autre. Les bobines de déviation images ont une résistance de 3.000 ohms, et la sensibilité de déviation verticale est de 15 mm/mA.kV. Rappelons que pour obtenir la sensibilité de déviation pour une T.H.T. de U kilovolts, il faut diviser les sensibilités ci-dessus indiquées par \sqrt{U} .

L'alimentation T.H.T. est du type " retour de lignes ". Elle utilise une valve 6Y51 ou similaire et fournit 7 kV.

La concentration par aimant permanent, interchangeable avec la concentration bobinée, comprend un petit enroulement additionnel destiné à ajuster la focalisation.

Enfin, le berceau mécanique est prévu pour porter le dispositif de balayage et de concentration, l'alimentation T.H.T., et un cache pour la face avant du tube.

Il peut également recevoir deux châssis, pour les bases de temps et les récepteurs respectivement, et est prévu pour des tubes de 22,25 et 31 cm.

ARENA se tient à la disposition des techniciens intéressés pour leur fournir une documentation complète avec schémas d'utilisation.

BIBLIOGRAPHIE

EINSTEIN, SA VIE ET SON TEMPS, par Ph. Frank. — Un vol. de 440 p. (132x202), avec 8 hors-texte en héliogravure. — Albin Michel. Prix : 690 francs.

Pour réaliser et mettre au point un récepteur de télévision, on n'a certes pas besoin d'avoir lu ce volume. Mais peut-on ouvrir dans un domaine quelconque de la science ou de la technique, peut-on, d'une manière plus générale, vivre en ce milieu du XX^e siècle, sans connaître la vie et l'œuvre du savant le plus génial de notre temps (et peut-être même de toutes les époques), sans s'intéresser au merveilleux destin d'Albert Einstein?

Destin unique, en vérité, que celui de ce savant et philosophe qui, à plusieurs reprises, bouleverse le fondement même de notre conception du monde physique. Dès 1905, en formulant la théorie restreinte de la relativité, il provoque la plus grande révolution que la science ait connue. La même année, il crée la théorie quantique de la lumière (photons) et énonce la loi de l'équivalence de la masse et de l'énergie, tristement confirmée quarante ans plus tard par la libération de l'énergie atomique.

Cette seule année de sa vie aurait suffi à assurer à Einstein une gloire impérissable. Cependant, son travail se poursuit avec la même fécondité. La théorie généralisée de la relativité avec son affirmation « gravité = accélération » vient marquer une nouvelle étape dans l'évolution de nos conceptions physiques et philosophiques. Et, aujourd'hui, à 70 ans passés, le même Einstein vient, une fois encore, nous révéler un des secrets les plus profonds de la nature en démontrant l'identité du champ de la gravitation et du champ magnétique!

Le livre de Frank, très bien traduit par André George, nous conte la vie et nous fait mieux comprendre l'œuvre de ce savant qui est, en même temps, un homme profondément « engagé », luttant pour un monde meilleur en dehors et au-dessus des partis et des passions partisans. Et à travers cette vie, nous apprenons à mieux connaître toute notre époque que son esprit a su marquer et vivifier.

LES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR ONDES CENTIMÉTRIQUES, par G. Goudet. Édité par La Revue d'Optique, 165, rue de Sévres, Paris (15^e).

M. G. Goudet, un des meilleurs spécialistes français des hyperfréquences, a réuni en 140 pages grand format des leçons professées devant les officiers des transmissions de la Marine.

Il étudie successivement les tubes spéciaux, triodes, klystrons, T.P.O., magnétrons, puis les méthodes de modulation et termine par l'étude de matériels anglais et américains.

Les sujets couverts sont traités de façon assez complète et détaillée, bien que relativement simple, et constituent une excellente introduction à la technique des hyperfréquences pour les techniciens munis des notions de base suffisantes. A.V.J. M.

PROBLÈMES ÉCONOMIQUES DE LA TÉLÉVISION FRANÇAISE, par J.G. Cordonnier. — 1 vol. de XVII+332 p. (155x240), 19 fig. — Dunod. Prix : 850 francs.

Alors que tant de volumes sont consacrés à la technique de la télévision, le présent ouvrage aborde, pour la première fois (du moins à notre connaissance), les divers aspects économiques et financiers dont, en dernier ressort, dépend l'avenir de la radiodiffusion des images. Si le fait même de la publication d'un tel livre est symptomatique, son contenu ne manquera pas de contribuer utilement à la cristallisation des futures structures économiques du réseau français de télévision.

Pourvu d'une solide formation scientifique, technique et commerciale, l'auteur applique à la solution des problèmes les plus complexes des méthodes rationnelles qui lui permettent de s'aventurer dans le domaine de l'avenir à l'aide de prévisions fermement étayées. Le développement du réseau des émetteurs d'une part, les possibilités du marché des récepteurs de télévision d'autre part, sont analysés et chiffrés très pertinemment. C'est dire l'intérêt que cet ouvrage offre à tous ceux qui ne laissent pas indifférent le destin de la télévision en France et dans le monde.

VIENT DE PARAÎTRE :

L'OSCILLOGRAPHE

- AU TRAVAIL -

par F. HAAS

100 MONTAGES - 225 OSCILLOGRAMMES RELEVÉS PAR L'AUTEUR - 224 PAGES

347 SCHEMAS & PHOTOS

Prix : 540 fr. Par poste 594 fr. Étr. 648 fr.

SOCIÉTÉ des ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS-VI^e - Ch. P. 1164-34

PETITES ANNONCES La ligne de 44 signes ou espaces: 130 fr. (demandes d'emploi: 65 fr.) Domiciliation à la revue: 130 fr.

PAIEMENT D'AVANCE. — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce.

— OFFRES D'EMPLOIS —

Si vous êtes actifs et dynamiques votre collaboration nous intéresse. Régions libres : Sud-Ouest, Centre, Touraine, Champagne, Nord-Est, Bretagne, Nord, Maroc, et partie de l'Algérie. Consultez-nous! MARTIAL LE FRANC RADIO, MONACO

Une soudure faite avec

LA PÂTE À SOUDER

"SOLDERPRIM"

est solide, propre et d'une dépense minime

Boîte essai franco contre 50 francs



Soudure d'Alu en fil à âme décapante et Résine

"SUPER-SOUDEX"

pour T.S.F. et toutes Soudures

2 mètres pour essai franco contre 50 francs

Bindshedlet SERVICE E
31, Rue de la Gare — AUBERVILLIERS (Seine)
Télex: RANDRE 17-20

C. Ch. Postaux N° 532-27 PARIS

— 819 - 455 —

FILTRES DE BANDE 455 lignes

permettant un rayon de réception de 200 km.

- BOBINAGES 455-819 -

BLOCS DE DÉVIATION THT

PREAMPLIS D'ANTENNE

Schémas - Études et réglages de tous téléviseurs

CICOR — 5, rue d'Alsace —
PARIS (10^e) BOT. 40-88

Agent pour la Belgique : M. MABILLE, Mont St-Aubert

— le Nord : Éts COLLETTE, 81, rue des Postes, LILLE

PUBL. ROPY

ÉTABLISSEMENTS

P. BOURDIER

2, Rue Auguste-Chabrières - PARIS-XV^e - Tél. - YAU 87-16

TRANSFORMATEURS et SELFS

de toutes valeurs pour la Radio, la Télévision, l'Amplification B.F. et le Cinéma

AMPLIFICATEURS de 10 à 250 W — SONORISATION

La meilleure qualité
aux prix les plus justes

PUBL. ROPY



18, Rue de Saissat, MONTROUGE - Tél. ALÉsia 00-76

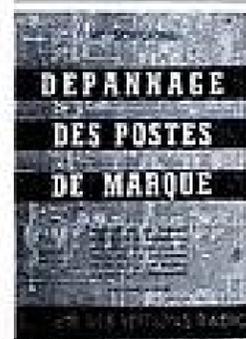
- Condensateurs ajustables à AIR.
- Petits variables pour très haute fréquence.
- Condensateurs 'papillon' (Butterfly).
- Compensateurs.



★ **LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO** ★

MATHEMATIQUES POUR TECHNICIENS, par E. Alsberg. — Cours complet d'arithmétique et d'algèbre allant jusqu'aux équations du second degré, progressions et logarithmes. Nombreux exercices avec solutions.

288 pages (15 x 24) .. 450 fr.



160 pages (13 x 18) .. 240 fr.

DEPANNAGE DES POSTES DE MARQUE, par W. Sorokine. — Documentation pratique sur les pannes les plus fréquentes de nombreux modèles de récepteurs du commerce. Pour chaque cas, le processus du diagnostic est analysé en détail. Ouvrage très instructif, rédigé par un dépanneur averti, à l'usage de ses collègues.

LABORATOIRE RADIO, par F. Haas. — Équipement du labo : sources de tension, instruments de mesure, voltmètres électroniques, oscillographes, ponts, étalons, etc.

MESURES RADIO, par F. Haas. — Suite logique du précédent, ce livre expose les méthodes de mesure permettant de tirer le meilleur parti de l'appareillage existant.



BASES DE L'ELECTRONIQUE, par H. Piroux. — Mise au point très claire de l'état actuel de la physique et de la chimie nucléaires et étude de tous les phénomènes électroniques qui régissent le fonctionnement des tubes à vide, cellules photoélectriques, etc... Ouvrage indispensable pour être « à la page ».

TRANSFORMATEURS RADIO, par Ch. Guibert. — Calcul et réalisation des transformateurs d'alimentation, des transformateurs B.F. et des inductances de filtrage. Nombreux tableaux numériques contenant les données des principaux modèles et abaques évitant de fastidieux calculs.

64 pages (16 x 24), 200 fr.



PRINCIPES DE L'OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE, par R. Aschen et R. Gondry. — Exposé détaillé des notions fondamentales : composition du tube cathodique, balayage et synchronisation, dispositifs auxiliaires, mise en route et réglage, interprétation des images, applications à la modulation de fréquence.



REALISATION DE L'OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE, par R. Gondry. — Calcul, conception et montage de divers modèles d'oscillographes et de leurs dispositifs auxiliaires (amplificateurs, atténuateurs, oscillateurs-modulateurs, générateurs de signaux rectangulaires, commutateurs électroniques, etc.). Analyse des schémas des appareils industriels.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.E. Lavigne. — Un cours complet destiné à la formation des radiotechniciens. Le tome premier est consacré aux notions générales et élémentaires d'électricité.

DE L'ELECTRICITE A LA RADIO, par J.E. Lavigne. — Tome deux, notions générales de radio.

LA PRATIQUE RADIOELECTRIQUE, par André Clair. — L'étude d'une maquette de récepteur. Première partie : la conception, 96 pages, format 16 x 24 .. 150 fr. Deuxième partie : la réalisation, 100 pages, format 16 x 24 .. 150 fr.

LA MODULATION DE FREQUENCE, par E. Alsberg. — Théorie et applications de ce nouveau procédé d'émission et de réception, 144 pages (13 x 21) .. 150 fr.

LES BOBINAGES RADIO, par H. GILLOUX. — Calcul, réalisation et vérification des bobinages H.F. et M.F. Nouvelle édition complétée, 125 pages (13 x 18) .. 200 fr.

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par L. Gaudillat. — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments. Fascicule premier (32 p., 21 x 27), 150 fr. Fascicule 2 (32 p., 21 x 27) .. 150 fr.

AMELIORATION ET MODERNISATION DES RECEPTEURS, par E. Alsberg, 200 pages (13 x 21) .. 200 fr.

LES APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE, par V. Malvezin. — Applications industrielles des tubes électroniques et des cellules photoélectriques, 200 pages (13 x 21) .. 200 fr.

40 ABAQUES DE RADIO, par A. de Gouvernain, permettant de résoudre instantanément tous les problèmes de Radioélectricité, sans se livrer à des calculs fastidieux. Le recueil est constitué par 40 planches (245 x 320), accompagné d'un mode d'emploi détaillé. Avec mode d'emploi .. 1.000 fr.

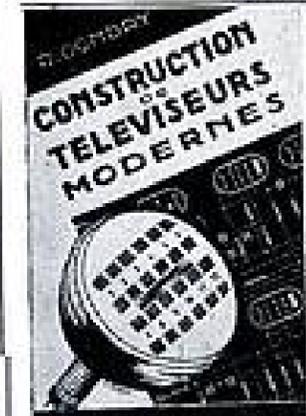
DICTIONNAIRE RADIOTECHNIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS, par L. Gaudillat. — Traduction de 4.000 termes de radio, télévision, électronique, 54 pages (14 x 18) .. 120 fr.

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS, par W. Sorokine, 48 pages (13 x 21) .. 75 fr.



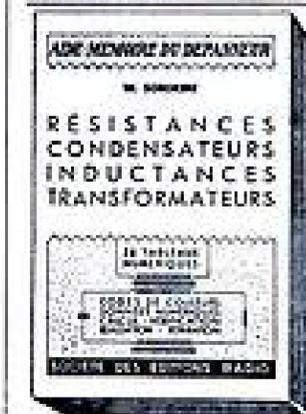
COURS FONDAMENTAUX DE RADIOELECTRICITE PRATIQUE, par Everitt. — Cours du second degré (niveau des agents techniques) couvrant tous les domaines de la radio-électricité et ne nécessitant pas de connaissances mathématiques spéciales. Traduction du plus populaire des livres d'enseignement américain. Vol. relié de 360 p., abondamment illustré, avec schémas en h.-texte, 960 fr.

METHODE DYNAMIQUE DE DEPANNAGE ET DE MISE AU POINT, par E. Alsberg et A. et G. Nissen. — Mesure des principales caractéristiques des récepteurs (sensibilité, sélectivité, réponse B.F., antifading, etc...), relevé des courbes y relatives et applications à la mise au point, au contrôle de fabrication et au dépannage, 120 pages (13 x 21), 200 fr.



CONSTRUCTION DE TELEVISEURS MODERNES, par R. Gondry. — Rappel du fonctionnement des téléviseurs, étude détaillée du montage des récepteurs avec tubes cathodiques de 7, 9, 22 et 31 cm. Fabrication des bobinages nécessaires. Mise au point et entretien. Il s'agit de récepteurs pour la moyenne définition, 72 pages (16 x 24), 210 fr.

LES ANTENNES DE RECEPTION, par J. Carraz. — Un récepteur ne peut être meilleur que son antenne. Ce livre explique comment établir les meilleures antennes ordinaires et antiparasites, ainsi que les modèles toutes ondes, O.C. et O.U.C. De plus, la question des cadres équilibrés et des prises de terre y est également traitée, 64 pages (13 x 21), 100 fr.



AIDE-MEMOIRE DU DEPANNEUR (Résistances, Condensateurs, Inductances, Transformateurs), par W. Sorokine. — Calcul, réalisation et vérification de ces éléments. Leurs valeurs usuelles. Codes des couleurs, 25 tabl. numériques auxquels le technicien se reportera utilement dans bien des cas de la pratique, 96 pages (16 x 24), 210 fr.

AJOUTER 10 % POUR FRAIS D'ENVOI avec un minimum de 30 fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
ODÉon 13-65 — Ch. Post. Paris 1164-34 9, rue Jacob, PARIS-6°

SUR DEMANDE, ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT
Frais supplémentaires : 60 francs